

Mô hình hoá và mô phỏng kỹ thuật PWM mới cho bộ nghịch lưu lai 7 bậc dùng bảng trạng thái rút gọn

Đặng Thanh Thảo¹, Nguyễn Văn Nhờ^{2,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

TÓM TẮT

Ngày nay, bộ nghịch lưu (BNL) đa bậc nối tầng cầu H (CHB) đã có nhiều ứng dụng trong các lĩnh vực như cung cấp nguồn cho hệ truyền động điện động cơ xoay chiều, biến đổi năng lượng điện mặt trời kết nối lưới, làm thiết bị bù lọc cho lưới điện. Nhằm nâng cao hiệu quả sử dụng BNL đa bậc như giảm chi phí bộ biến đổi khi số bậc tăng lên, các cấu trúc biến đổi đa bậc dạng lai được phát triển, đồng thời yêu cầu phải thiết kế các giải pháp điều khiển mới cho các cấu trúc này. Do đó, bài báo này trình bày một phương pháp mới điều khiển BNL áp một pha nối tầng lai sử dụng bảng trạng thái rút gọn. Bảng trạng thái rút gọn qui đổi từ trạng thái đóng ngắt của BNL đa bậc truyền thống sang trạng thái đóng ngắt BNL nối tầng lai. Bảng qui đổi được thiết kế sao cho giảm số chuyển mạch khi thực hiện điều khiển áp ngõ ra, do đó nâng cao hiệu suất làm việc của BNL lai. Phương pháp điều khiển BNL lai sử dụng bảng trạng thái rút gọn để xuất có ưu điểm là thực hiện đơn giản, tận dụng các kỹ thuật Sin-PWM truyền thống mà không cần phải tính toán hàm điều khiển hoặc thay đổi sóng mang. Hiệu quả của phương pháp đề xuất được đánh giá qua các chỉ số độ méo dạng sóng hài điện áp, dòng điện khi áp dụng các dạng bố trí sóng mang dịch mức (LS-PWM) và ứng dụng điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha. Ngoài ra, để thấy ưu điểm của phương pháp PWM sử dụng bảng trạng thái rút gọn để xuất, công suất tổn hao của BNL lai cũng được tính toán và so sánh với BNL bảy bậc truyền thống và BNL ba bậc. Kết quả phân tích và mô hình hoá điều khiển BNL lai bảy bậc nối tầng được kiểm chứng và đánh giá bằng phần mềm MATLAB SIMULINK và PLECS.

Từ khoá: Biến tần CHB bảy bậc, Biến tần lai nối tầng, PWM, độ méo dạng sóng hài, Tổn thất công suất

¹Khoa Điện – Điện tử, Trường Cao Đẳng Long An, Việt Nam

²Khoa Điện -Điện tử, Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG-HCM, Việt Nam

Liên hệ

Nguyễn Văn Nhờ, Khoa Điện -Điện tử, Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG-HCM, Việt Nam

Email: nvno@hcmut.edu.vn

Lịch sử

- Ngày nhận: 15-02-2022
- Ngày chấp nhận: 27-5-2022
- Ngày đăng: 30-6-2022

DOI : 10.32508/stdjet.v5i2.962



Bản quyền

© ĐHQG Tp.HCM. Đây là bài báo công bố mở được phát hành theo các điều khoản của the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



GIỚI THIỆU

Trong vài thập kỷ qua, việc sử dụng biến tần đa bậc (MLI) đã phát triển mạnh trong các lĩnh vực ứng dụng ở hầu hết các cường quốc công nghiệp¹. MLI có nhiều cấu trúc truyền thống khác nhau như MLI dùng diode kẹp điểm trung tính (NPC Neutral Point Clamped), MLI dùng tụ điện kẹp (FC_Flying Capacitor) hay MLI nối tầng cầu H (CHB_Cascade H Bridge) và nhiều loại MLI có cấu trúc lai khác nhau². Trong số này, MLI CHB có nhiều ưu điểm như: về cấu trúc có tính mô-đun hóa, giá trị định mức các linh kiện giống nhau, khả năng mở rộng cầu H để nâng cao điện áp ngõ ra dễ dàng so với các cấu trúc khác. Bên cạnh đó, MLI CHB có hạn chế là khi số bậc tăng thì số lượng mô-đun cầu H, bộ nguồn DC và tổn hao công suất tăng theo. Nhằm khắc phục bất lợi này, tức là giảm số lượng cầu H và nguồn DC mà vẫn tăng số bậc ta có thể sử dụng cấu hình MLI lai. MLI lai gồm có các mô-đun cầu H liên kết nối tầng và các bộ nguồn DC có giá trị điện áp khác nhau^{3,4}. Bài báo nghiên cứu cấu trúc bộ nghịch lưu lai sử dụng 2 bộ nghịch lưu cầu H nối tầng H1, H2. Nó có thể tạo ra nghịch lưu 5 bậc truyền thống khi tỉ

số độ lớn hai điện áp nguồn là 1:1, nghịch lưu lai 7 bậc khi tỉ số độ lớn điện áp nguồn là 2:1, và nghịch lưu lai 9 bậc khi tỉ số độ lớn điện áp nguồn là 3:1. Hiệu quả của nghịch lưu lai từ việc tăng số bậc của điện áp ra lên 7 và 9, nên giảm độ méo dạng sóng hài ngõ ra trong khi giữ nguyên số lượng nguồn DC và số modun cầu H. Nếu Vdc là điện áp qui đổi của cấu hình bộ nghịch lưu 2 bậc, để tạo ra cùng phạm vi áp tải, thì độ lớn nguồn DC của 2 mạch cầu H1,H2 lần lượt là Vdc/6, Vdc/3 cho nghịch lưu lai 7 bậc và Vdc/8 và 3Vdc/8 cho nghịch lưu lai 9 bậc. Từ đó, khả năng quá áp của linh kiện, khả năng đóng ngắt và tổn hao trên các cấu hình lai là khác nhau. Mặt khác, phân tích bảng trạng thái, bộ nghịch lưu lai 9 bậc gây ra một số chuyển mạch 3 (triple switching - xuất hiện thời điểm có 3 cặp linh kiện từ 2 nghịch lưu cầu H1 và H2 đồng thời chuyển mạch), so với chuyển mạch đôi (double switching) ở nghịch lưu lai 7 bậc. Điều này có thể ảnh hưởng tiêu cực lên áp ngõ ra trong quá trình chuyển mạch, đồng thời gây ra tổn hao đóng ngắt cao hơn. Nội dung bài báo tập trung nghiên cứu cấu hình lai 7 bậc cho các nhu cầu thực tế thỏa mãn tiêu chí độ méo dạng THD,

Trích dẫn bài báo này: Thảo D T, Nhờ N V. **Mô hình hoá và mô phỏng kỹ thuật PWM mới cho bộ nghịch lưu lai 7 bậc dùng bảng trạng thái rút gọn.** *Sci. Tech. Dev. J. - Eng. Tech.*, 5(2):1474-1496.

đồng thời tránh được các hệ quả bất lợi của chuyển mạch 3.

Để so sánh đánh giá hiệu quả của kỹ thuật đề xuất cho cấu hình lai, cấu hình BNL CHB bảy bậc truyền thống cũng được khảo sát⁵⁻⁷. Các phương pháp điều chế PWM sóng mang cho BNL đa bậc truyền thống được sử dụng nhiều trong thực tế như: PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM. Thực hiện bằng cách so sánh trực tiếp áp điều khiển Sin với các sóng mang. Ưu điểm các phương pháp PWM sóng mang là đơn giản, dễ thực hiện. Tuy nhiên, BNL lai không có bảng trạng thái giống như BNL truyền thống nên không thể áp dụng các phương pháp PWM sóng mang truyền thống. Việc thiết kế kỹ thuật PWM sóng mang cho BNL lai sẽ phức tạp hơn và giải thuật thực hiện thường thay đổi phụ thuộc giá trị điện áp tải yêu cầu. Do đó, trong bài báo này, một kỹ thuật điều khiển PWM đơn giản được thiết kế bằng cách kết hợp bộ điều chế PWM truyền thống với bảng trạng thái rút gọn (Simplified Switching Table - SST). Để đạt hiệu suất bộ biến đổi cao, bảng trạng thái qui đổi SST sẽ chọn các trạng thái đóng ngắt tương ứng các mức áp liên kế sao cho giảm số chuyển mạch khi thay đổi áp nghịch lưu. Nhờ đó, kỹ thuật PWM đề xuất sẽ loại bỏ quá trình hiệu chỉnh sóng điều khiển và chỉ sử dụng sóng điều khiển Sin thông thường. Bằng cách áp dụng bảng trạng thái qui đổi, các phương pháp bố trí sóng mang dạng PD, POD và APOD có thể áp dụng cho BNL lai một cách dễ dàng. Hiệu quả của việc chọn bảng qui đổi sẽ được đánh giá qua tính toán công suất tổn hao. Kết quả cho thấy BNL7 bậc lai với phương pháp điều khiển dùng bảng trạng thái rút gọn giảm tổn hao đóng ngắt, do đó đạt hiệu suất cao hơn so với 7 bậc truyền thống. Ngoài ra, kết quả tính toán của các cấu hình khảo sát cũng cho thấy BNL lai 7 bậc cũng đạt hiệu suất cao hơn so với BNL 3 bậc ở tần số đóng ngắt cao. Nội dung tiếp theo của bài báo gồm các phần như sau: phân tích BNL bảy bậc cascade và kỹ thuật PWM truyền thống; phân tích BNL bảy bậc lai và phương pháp PWM sử dụng bảng SST để xuất; kết quả mô phỏng và thảo luận; đánh giá và so sánh tổn hao công suất; kết luận.

GIẢI THÍCH MẠCH BNL 7 BẬC VÀ PHƯƠNG PHÁP PWM ĐIỀU CHẾ LAI MỚI

Bộ nghịch lưu ba bậc cầu H

Cấu trúc mô-đun BNL một pha cầu H được hiển thị trong Hình 1(a) gồm 4 khóa công suất (IGBT), trong mỗi khóa gồm một Transistor mắc song song với một Diode ngược. Diode cung cấp đường dẫn cho dòng điện xoay chiều. Bằng cách điều khiển xung kích đóng

ngắt các khóa như trong Bảng 1, BNL tạo nên điện áp ở ngõ ra có ba bậc. Dạng sóng điện áp của BNL ba bậc như Hình 1(b) được mô tả như sau:

$$s_i = \begin{cases} 0 & \text{khi khoa } s_i \text{ ngắt} \\ 1 & \text{khi khoa } s_i \text{ dẫn} \end{cases}, i = 1, 2 \quad (1)$$

Các khóa s_i và s'_i hoạt động đối nghịch:

$$s_i + s'_i = 0 \quad (2)$$

Phương trình điện áp một pha BNL ba bậc:

$$V_{AG} = (S_1 + S_2)3V_{dc} - 3V_{dc} \quad (3)$$

Bộ nghịch lưu CHB bảy bậc truyền thống

BNL CHB bảy bậc truyền thống Hình 2(a) gồm 3 mô-đun cầu H mắc nối tiếp tạo ra điện áp xoay chiều (V_{AG}) từ 3 bộ nguồn DC độc lập. Mỗi mô-đun cầu H này là mô-đun cầu H của BNL 3 bậc Hình 1(a). Điện áp ngõ ra V_{AG} trong Hình 2(b) được tạo ra bằng cách kích chuyển mạch các khóa trong các mô-đun cầu H_1 , H_2 , H_3 . Theo định nghĩa (1) với $i=1,2,3,4,5,6$ ta có phương trình điện áp V_{AG} của BNL bảy bậc là:

$$V_{AG} = V_{H1} + V_{H2} + V_{H3} = (\sum_{i=1}^6 S_i)V_{dc} - 3V_{dc} \quad (4)$$

$$V_{AG} = V_{XO} - 3V_{dc} \text{ Với: } 0 \leq V_{XO} \leq 6V_{dc} \quad (5)$$

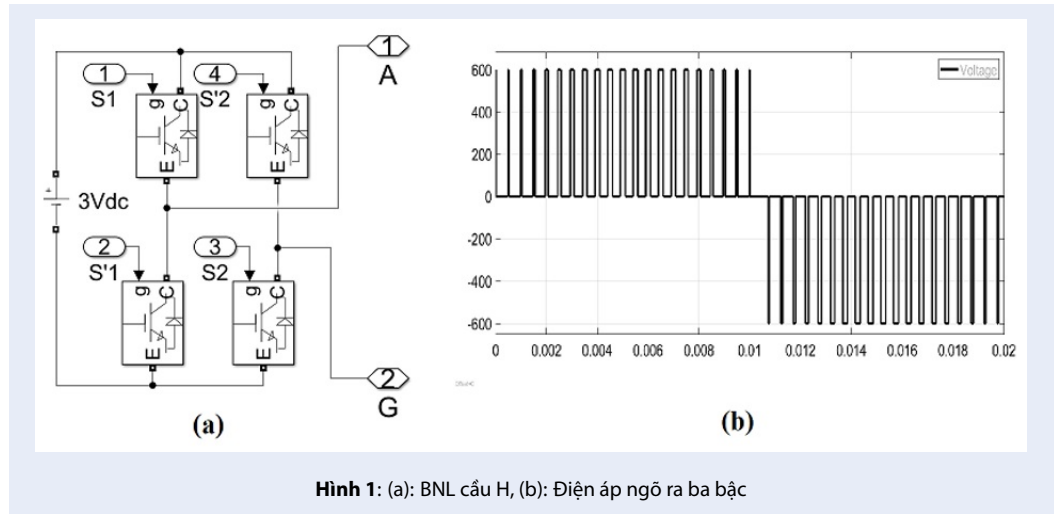
Trong đó, điện áp nhánh nghịch lưu V_{XO} được định nghĩa như sau:

$$V_{XO} = (\sum_{i=1}^6 S_i)V_{dc} \quad (6)$$

Ví dụ, khi $S_i = 1$ thì $V_{H1} = V_{H2} = V_{H3} = V_{dc}$ và $V_{AG} = +3V_{dc}$; tương tự khi $S_i = 0$ thì $V_{H1} = V_{H2} = V_{H3} = -V_{dc}$ và $V_{AG} = -3V_{dc}$. Ở các trường hợp còn lại, điện áp V_{AG} đạt các giá trị $+2V_{dc}, +V_{dc}, 0, -V_{dc}$ và $-2V_{dc}$ trong Bảng 2. Điện áp V_{AG} của BNL CHB bảy bậc có dạng sóng được hiển thị trong Hình 2(b).

Kỹ thuật điều khiển sóng mang truyền thống

Thực tế có nhiều kỹ thuật điều chế để kiểm soát điện áp đầu ra MLI⁸⁻¹⁰. Về cơ bản có hai loại kỹ thuật điều chế độ rộng xung như dịch pha (PS-PWM) và dịch mức (LS-PWM) sóng mang. Trong đó, kỹ thuật LS-PWM là phương pháp thường được sử dụng do đơn giản dễ thực hiện nên được đề xuất sử dụng trong bài báo này. Phương pháp LS-PWM áp dụng cho biến tần lai bảy bậc sử dụng sáu sóng mang tam giác có cùng tần số và biên độ lệch nhau 1 đơn vị giống như áp dụng cho biến tần bảy bậc truyền thống. Kỹ thuật LS-PWM so sánh biên độ sóng điều chế và sóng mang. Sóng mang u_{cr} (carrier signal) có tần số f_{cr} cao, dạng tam giác có biên độ V_{cr} . Sóng điều chế u_m (modulating signal) dạng sin có tần số f_m và biên độ V_m .



Bảng 1: Bảng trạng thái đóng ngắt BNL 3 bậc

Trạng thái		Điện áp
S ₁	S ₂	V _{AG}
1	1	+3Vdc
1	0	0
0	1	0
0	0	-3Vdc

Các khóa công suất được kích đóng khi sóng mang nhỏ hơn sóng điều chế ($V_{cr} < V_m$) và ngắt trong trường hợp ngược lại. Kỹ thuật LS- PWM có thể sử dụng các dạng bố trí sóng mang như sau:

+ *Bố trí cùng pha (PD-PWM: Phase Disposition PWM):* bố trí sáu sóng mang nằm kế nhau, có pha trùng nhau và sóng sin điều chế đặt ở giữa sáu sóng mang được minh họa trong Hình 3.

+ *Bố trí đối lập theo pha (POD-PWM: Phase Opposite Disposition PWM):* bố trí sáu sóng mang được chia đều thành hai nhóm ngược pha với nhau. Sóng sin điều chế đặt giữa sáu sóng mang được minh họa trong Hình 4.

+ *Bố trí đối lập theo pha thay thế (APOD-PWM: Alternative Phase Opposite Disposition PWM):* Bố trí ba sóng mang ngược pha đan xen với ba sóng mang cùng pha và sóng sin điều chế đặt ở giữa sáu sóng mang được minh họa trong Hình 5.

Giả sử điện áp 1 pha tải có dạng:

$$V(t) = V_m \cdot \sin(2\pi f_m t + \theta) \quad (7)$$

Đối với BNL bảy bậc 1 pha ta có: $v_{AG} = v(t)$ và điện áp điều khiển V_{dk} có thể xác định từ điện áp nhánh như sau:

$$V_{XO} = V_{dc} \cdot \left(\frac{1}{T_s} \int \sum_{i=1}^6 s_i dt \right) = V_{dc} \cdot V_{dk} \quad (8)$$

Với T_s : chu kỳ sóng mang

Từ các hệ thức trên suy ra áp điều khiển như sau:

$$V_{dk} = 3 + \frac{V_m}{V_{dc}} \sin(2\pi f_m t + \theta) \quad (9)$$

Do: $0 \leq V_{dk} \leq 6V_{dc}$ nên ta có: $V_m \leq 3V_{dc}$

Gọi $m_a = \frac{V_m}{3V_{dc}}$ là chỉ số điều chế. Điện áp điều khiển được biểu diễn theo chỉ số điều chế như sau:

$$V_{dk} = 3 + 3m_a \cdot \sin(2\pi f_m t + \theta) \quad (10)$$

Bộ nghịch lưu CHB lai bảy bậc

Sơ đồ BNL CHB lai bảy bậc một pha như trong Hình 6, gồm có 2 mô-đun cầu H nối tầng với nhau và 2 nguồn DC độc lập cấp cho 2 mô-đun cầu H có giá trị điện áp khác nhau tỉ lệ (1:2)Vdc. BNL lai này có cấu hình đơn giản giống như BNL năm bậc truyền thống, với nguồn DC ở cầu H1 có giá trị Vdc và cầu H2 có giá trị 2Vdc có thể tạo ra điện áp V_{AG} bảy bậc như Hình 2(b).

Phân tích các điện áp trên Hình 6, ta có:

$$\text{Điện áp cầu H1: } V_{H1} = (S_{h1} + S_{h2})V_{dc} - V_{dc}$$

$$\text{Điện áp cầu H2: } V_{H2} = (S_{h3} + S_{h4})2V_{dc} - 2V_{dc}$$

Điện áp một pha của BNL lai (áp tải):

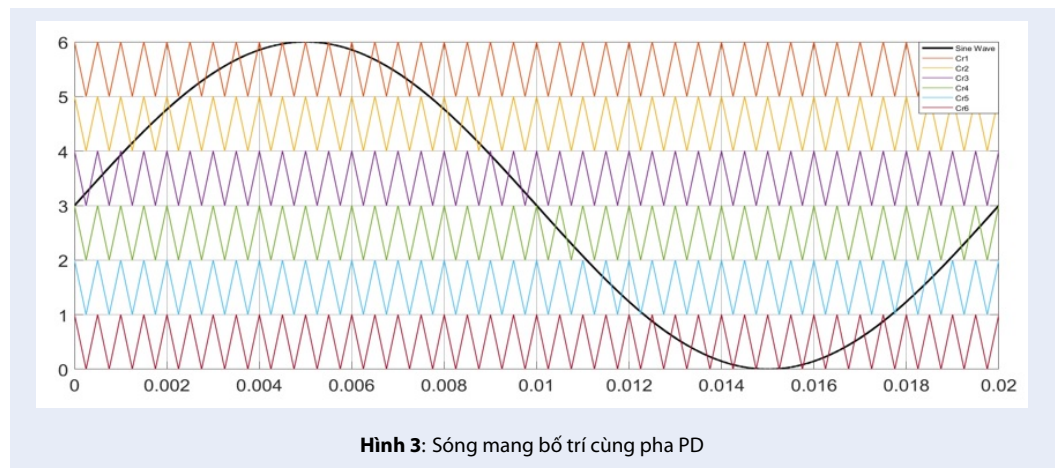
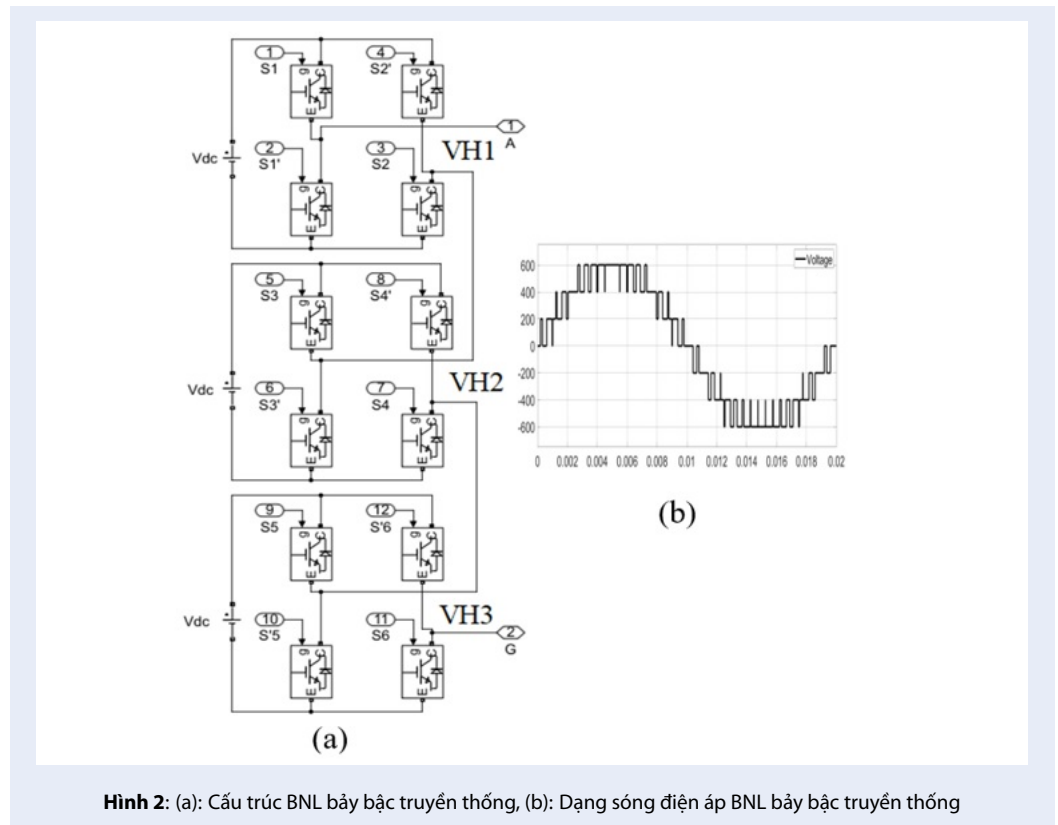
$$V_{AG} = V_{H1} + V_{H2}$$

$$V_{AG} = (S_{h1} + S_{h2})V_{dc} + (S_{h3} + S_{h4})2V_{dc} - 3V_{dc} \quad (11)$$

$$V_{AG} = V_{XO} - 3V_{dc} \quad (12)$$

Bảng 2: Bảng trạng thái đóng ngắt BNL 7 bậc truyền thống

Trạng thái						Điện áp		Trạng thái						Điện áp	
S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	V _{XO}	V _{AG}	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	V _{XO}	V _{AG}
1	1	1	1	1	1	6V _{dc}	+3V _d	1	0	1	1	0	0	3V _{dc}	0
1	1	1	1	1	0	5V _{dc}	+2V _d	0	1	1	0	0	1		
1	1	1	1	0	1			1	1	0	1	0	0		
1	1	1	0	1	1			0	1	1	0	0	1		
1	1	0	1	1	1			1	1	0	1	0	0		
1	0	1	1	1	1			1	0	1	0	0	1		
0	1	1	1	1	1			0	1	0	0	1	1		
1	1	1	1	0	0	4V _{dc}	+V _{dc}	1	0	0	1	1	0		
1	1	1	0	0	1			0	0	1	1	0	1		
1	1	0	0	1	1			0	1	1	0	1	0		
1	0	0	1	1	1			0	0	0	0	1	1	2V _{dc}	-V _{dc}
0	0	1	1	1	1			0	0	0	1	1	0		
0	1	1	1	1	0			0	0	1	1	0	0		
1	1	1	0	1	0			0	1	1	0	0	0		
1	1	0	1	0	1			1	1	0	0	0	0		
1	0	1	0	1	1			1	0	0	0	0	1		
0	1	0	1	1	1			0	0	0	1	0	1		
1	0	1	1	1	0			0	0	1	0	1	0		
0	1	1	1	0	1			0	1	0	1	0	0		
1	1	0	1	1	0			1	0	1	0	0	0		
1	0	1	1	0	1			0	1	0	0	0	1		
0	1	1	0	1	1			1	0	0	0	1	0		
1	1	1	0	0	0	3V _{dc}	0	0	0	1	0	0	1		
1	1	0	0	0	1			0	1	0	0	1	0		
1	0	0	0	1	1			1	0	0	1	0	0		
0	0	0	1	1	1			0	0	0	0	0	1	V _{dc}	-2V _{dc}
0	0	1	1	1	0			0	0	0	0	1	0		
0	1	1	1	0	0			0	0	0	1	0	0		
1	1	0	0	1	0			0	0	1	0	0	0		
1	0	0	1	0	1			0	1	0	0	0	0		
0	0	1	0	1	1			1	0	0	0	0	0		
0	1	0	1	1	0			0	0	0	0	0	0	0	-3V _{dc}



V_{XO} : điện áp nhánh

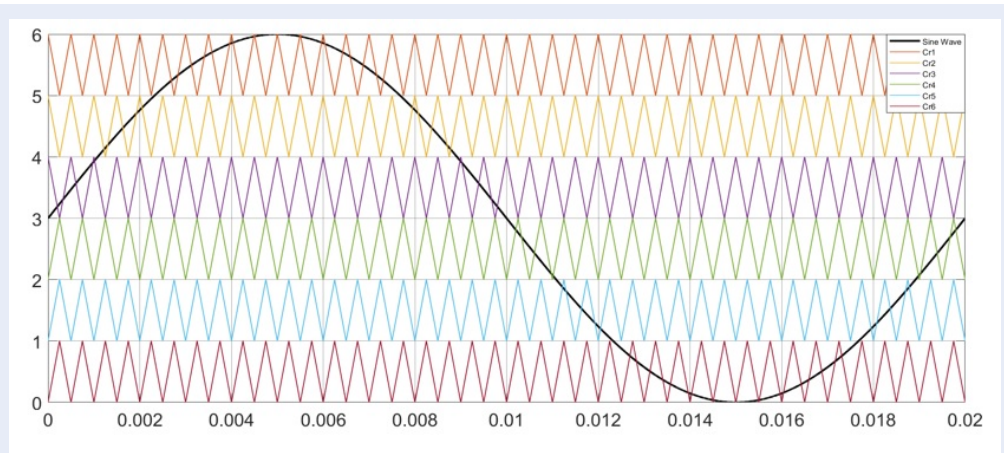
Với: $V_{XO} = (S_{h1}+S_{h2})V_{dc} + (S_{h3}+S_{h4})2V_{dc}$

$0 \leq V_{XO} \leq 6V_{dc}$

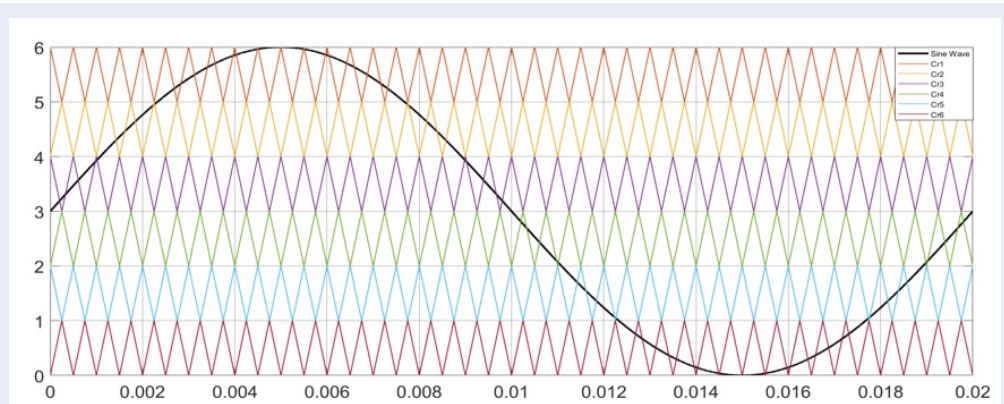
Phương pháp PWM sử dụng bảng trạng thái rút gọn để xuất

Giải thuật PWM để xuất cho BNL lai 7 bậc 2CHB7L cấp cho tải RL gồm có 2 khối chính như mô tả trên Hình 7. Khối PWM là khối tạo xung kích của BNL đa

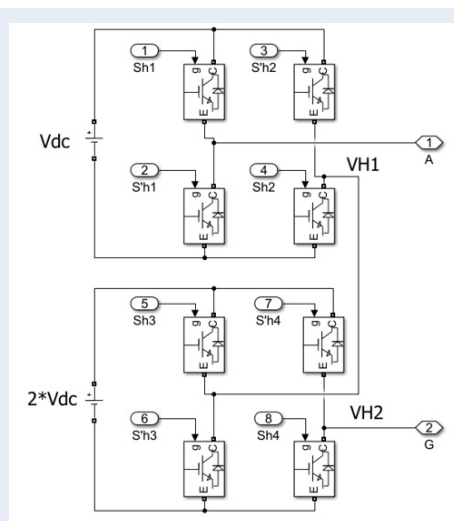
bậc truyền thống và Khối SST là Bảng trạng thái rút gọn qui đổi SST. Khối PWM có nhiệm vụ của bộ điều chế PWM truyền thống, tạo sáu xung kích điều khiển biến tần bảy bậc CHB truyền thống. Ví dụ trong sơ đồ Hình 6, sáu tín hiệu sóng mang tam giác dạng PD-PWM được so sánh sóng điều khiển sin tạo ra một chuỗi xung kích $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$. Khối SST, dùng Bảng trạng thái rút gọn để qui đổi các trạng thái xung kích từ khối PWM sang xung kích cho BNL lai.



Hình 4: Sóng mang bố trí cùng pha POD



Hình 5: Sóng mang bố trí cùng pha APOD

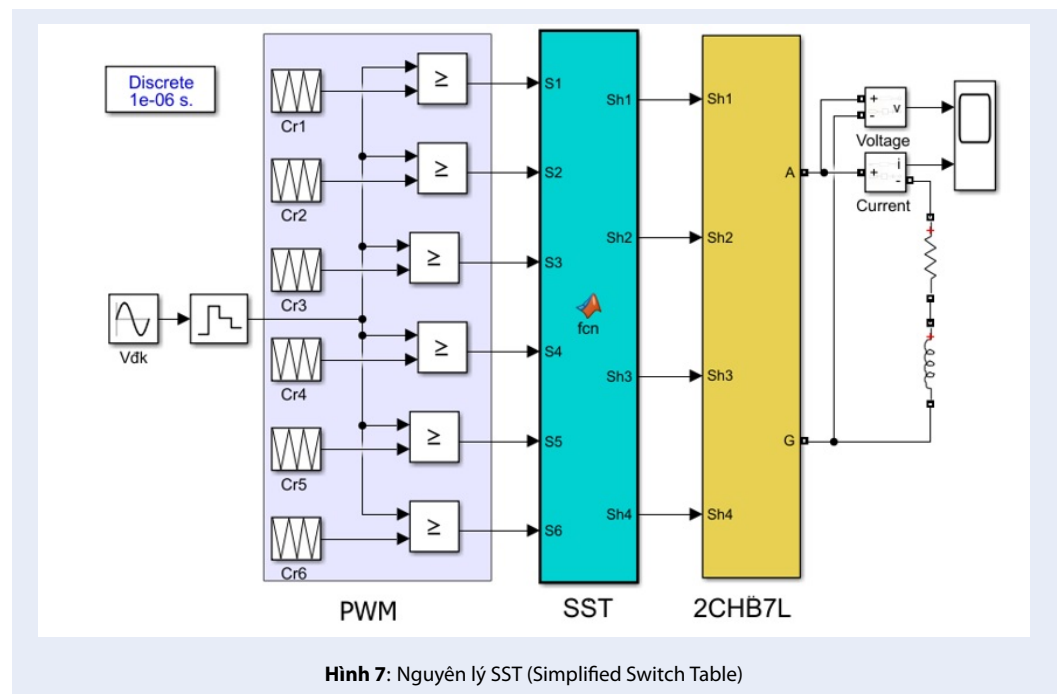


Hình 6: Cấu trúc BNL CHB lại bảy bậc (2CHB7L)

Bảng SST được thiết kế đơn giản ở Bảng 4 gồm 7 trạng thái. Từ 16 trạng thái đầy đủ ở Bảng 3, Bảng SST chỉ chọn lọc 7 trạng thái 1,2,4,10,13,15 và 16 để sử dụng kích linh kiện BNL lại. Tương ứng một mức áp nhánh V_{xo} ta chọn một trạng thái duy nhất để thực hiện điều chế. Ví dụ: Chọn trạng thái 1100 để tạo $V_{xo} = 2V_{dc}$, trạng thái 0101 để tạo $V_{xo} = 3V_{dc}$. Các trạng thái được chọn trong Bảng SST sao cho hạn chế chuyển mạch khi thay đổi áp nghịch lưu. Khi điện áp V_{xo} thay đổi trong phạm vi $(0 \rightarrow 1)V_{dc}$ tương ứng với trạng thái bốn khoá công suất $S_{h1} S_{h2} S_{h3} S_{h4}$ chuyển từ trạng thái 16 là 0000 sang trạng thái 15 là 0100. Trong lần chuyển đổi này có 1 chuyển mạch là khoá S_{h2} . Tương tự sẽ có 1 chuyển mạch khi áp V_{xo} chuyển $(1 \rightarrow 2)V_{dc}$ tương ứng với thay đổi trạng thái $(15 \rightarrow 13)$ hay chuyển mạch từ $(0100) \rightarrow (1100)$ là khoá S_{h1} . Tương tự, ta có 1 chuyển mạch khi V_{xo} lần lượt chuyển giữa $(4 \rightarrow 5)V_{dc}$, và $(5 \rightarrow 6)V_{dc}$ tương ứng chuyển trạng thái $(4 \rightarrow 2)$, $(2 \rightarrow 1)$ trong Bảng 3.

Bảng 3: Bảng trạng thái đóng ngắt BNL 7 bậc lại

Thứ tự trạng thái	S_{h1}	S_{h2}	S_{h3}	S_{h4}	V_{XO}	V_{AG}
1	1	1	1	1	$6V_{dc}$	$3V_{dc}$
2	0	1	1	1	$5V_{dc}$	$2V_{dc}$
3	1	0	1	1		
4	0	0	1	1	$4V_{dc}$	$1V_{dc}$
5	1	1	1	0		
6	1	1	0	1		
7	1	0	1	0	$3V_{dc}$	$0V_{dc}$
8	1	0	0	1		
9	0	1	1	0		
10	0	1	0	1		
11	0	0	1	0	$2V_{dc}$	$-1V_{dc}$
12	0	0	0	1		
13	1	1	0	0		
14	1	0	0	0	$1V_{dc}$	$-2V_{dc}$
15	0	1	0	0		
16	0	0	0	0	$0V_{dc}$	$-3V_{dc}$



Hình 7: Nguyên lý SST (Simplified Switch Table)

Trường hợp ngoại lệ, có 2 chuyển mạch xuất hiện khi áp V_{xo} thay đổi giữa (2→3)Vdc, tương ứng sự chuyển trạng thái 13 (1100) sang trạng thái 10 (0101). Ngoại lệ khác xuất hiện trong Bảng SST chọn khi thay đổi áp V_{xo} giữa (3→4)Vdc, tương ứng sự chuyển trạng thái 10 (0101) sang trạng thái 4(0011). Lúc đó, có sự tăng tổn hao chuyển mạch và đánh giá tổn hao của giải thuật là cần thiết như mô tả ở phần sau.

Thuật toán qui đổi sử dụng bảng trạng thái rút gọn của khối SST biểu diễn quan hệ giữa trạng thái các khóa $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ của BNL 7 bậc truyền thống (đạt được từ khối PWM) với trạng thái khóa $S_{h1}, S_{h2}, S_{h3}, S_{h4}$ của BNL lai. Cụ thể như sau:

- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 6$ thì $S_{h1} = S_{h2} = S_{h3} = S_{h4} = 1$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 5$ thì $S_{h1} = 0; S_{h2} = S_{h3} = S_{h4} = 1$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 4$ thì $S_{h1} = S_{h2} = 0; S_{h3} = S_{h4} = 1$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 3$ thì $S_{h1} = S_{h3} = 0; S_{h2} = S_{h4} = 1$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 2$ thì $S_{h1} = S_{h2} = 1; S_{h3} = S_{h4} = 0$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 1$ thì $S_{h1} = S_{h3} = S_{h4} = 0; S_{h2} = 1$
- Nếu $\sum_{i=1}^6 s_i = 0$ thì $S_{h1} = S_{h2} = S_{h3} = S_{h4} = 0$

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Kết quả dạng sóng và phổ sóng hài ngõ ra của BNL lai 7 bậc ở Hình 6 được thực hiện với thông số cơ bản cho trong Bảng 5.

Bảng 5: Thông số mô phỏng

Ký hiệu	Thông số	Giá trị
Vdc	Điện áp nguồn DC	200VDC
f_{cr}	Tần số sóng mang	2kHz
m_a	Chỉ số điều chế	[0.1; 1]
R	Điện trở tải	30W
L	Điện cảm tải	20mH

+ Dạng sóng điện áp của BNL bảy bậc lai khi bố trí sóng mang dạng PD-PWM sử dụng SST

Trong Hình 8 từ trên xuống là đồ thị điện áp ngõ ra của cầu $H_1(V_{H1})$, cầu $H_2(V_{H2})$, điện áp tải và dòng điện gắn sin của tải khi sử dụng phương pháp PWM kết hợp bảng SST với $m_a=1$. Kết quả phân tích FFT của điện áp và dòng điện hiển thị trên Hình 9, Hình 10 với chỉ số tổng méo hài điện áp THD-U = 15.80%, và dòng điện THD-I = 1.80%.

+ Phổ sóng hài dạng sóng ngõ ra của BNL bảy bậc lai khi bố trí sóng mang dạng PD-PWM sử dụng SST

Áp dụng phương pháp PWM dùng bảng SST với bố trí sóng mang dạng POD và APOD, ta thu được kết quả so sánh trong Bảng 6.

Bảng 6: Kết quả THD khi bố trí sóng mang dạng LS-PWM

LS-PWM	THD-U%	THD-I%
PD-PWM	15.80	1.80
POD-PWM	15.80	1.81
APOD-PWM	15.60	1.80

So sánh các kết quả, ta thấy với chỉ số điều chế $m_a = 1$ bố trí sóng mang dạng APOD-PWM cho chất lượng ngõ ra tốt nhất (THD-U = 15.60% và THD-I = 1.80%) Đặc tính THD-U và THD-I thay đổi giảm dần theo giá trị tăng dần của chỉ số điều chế. Lần lượt thay đổi chỉ số điều chế m_a các giá trị khác nhau trong phạm vi 0.1 đến 1, có thể thu được và vẽ biểu đồ đặc tính THD-U, THD-I theo chỉ số điều chế cho các phương pháp PWM khác nhau (Hình 11).

Ở chỉ số điều chế thấp, các giá trị méo dạng khá cao, chẳng hạn khi $m_a=0.1$, THD-U lần lượt đạt các giá trị 154.50%, 154.44% và 154.44% tương ứng với kỹ thuật PD, POD và APOD. Chất lượng sóng hài tốt rõ rệt ở chỉ số điều chế lớn. Ví dụ, khi $m_a=1$, THD-U đạt các giá trị = 15.80%, 15.80%, 15.60% tương ứng với các kỹ thuật PD, POD và APOD. Khi $m_a=0.1$, THD-I đạt các giá trị như nhau 16.25% với tất cả các kỹ thuật PD, POD, APOD. Chất lượng sóng hài dòng điện được cải thiện ở chỉ số điều chế lớn. Ví dụ, khi $m_a=1$, THD-I đạt các giá trị 1.80%, 1.81% và 1.80% tương ứng với các kỹ thuật PD, POD và APOD

BNL lai nổi tăng 7 bậc mang lại lợi thế rõ rệt về sóng hài so với các BNL bậc nhỏ hơn như bậc 5 và bậc 3. Trên các Hình 12 và Hình 13 là đồ thị so sánh độ méo dạng của điện áp và dòng điện của BNL 7 bậc so với BNL 3 bậc và 5 bậc.

Trong Hình 12 cho thấy khi sử dụng kỹ thuật điều chế PD-PWM với $m_a= 0.1$ thì BNL 7 bậc có THD-U = 154.50% thấp hơn so với BNL 5 bậc có THD-U = 177.44% và BNL 3 bậc có THD-U = 194.04%. Tương tự, với chỉ số điều chế cao $m_a= 1$ thì BNL lai 7 bậc có THD-U = 15.80% thấp hơn so với BNL 5 bậc có THD-U = 23.29% và thấp hơn gần gấp 3 lần so BNL 3 bậc có THD-U = 44.93%.

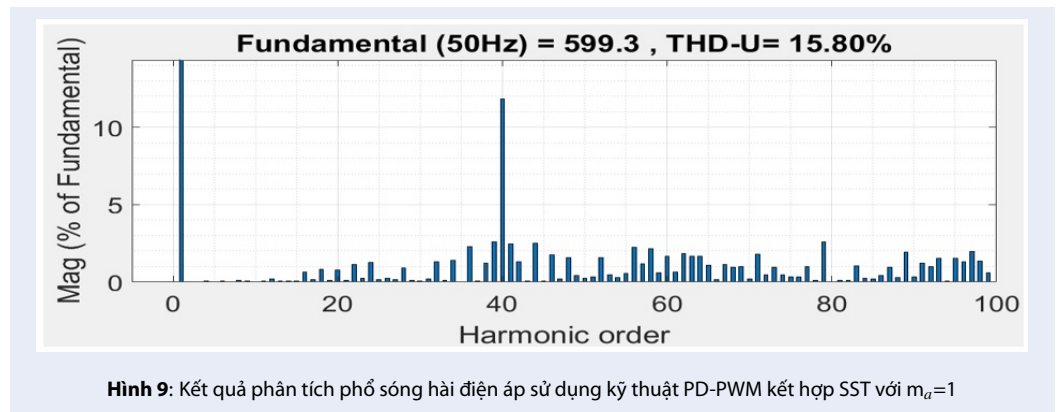
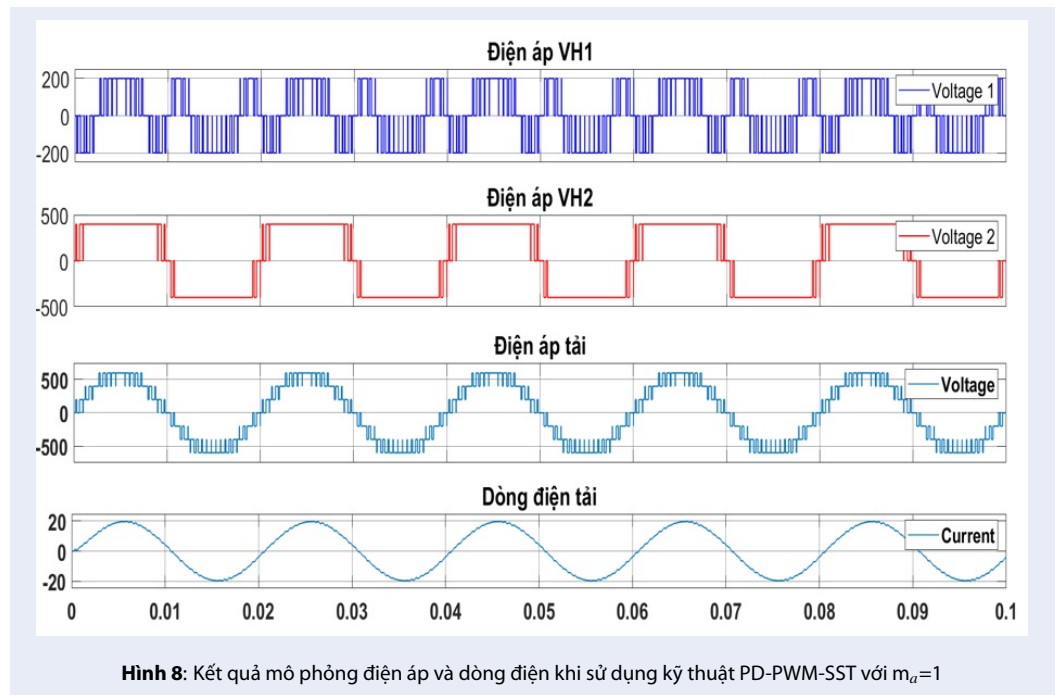
Hình 13 cho thấy, chỉ số THD dòng điện với $m_a= 0.1$, BNL 7 bậc có THD-I = 16.25% thấp hơn so với BNL 5 bậc (THD-I = 17.77%) và BNL 3 bậc (THD-I= 18.82%). Khi $m_a= 1$, BNL lai 7 bậc có THD-I = 1.80%, thấp hơn so với BNL 5 bậc (THD-I = 2.62%) và BNL 3 bậc (THD-I = 5.01%).

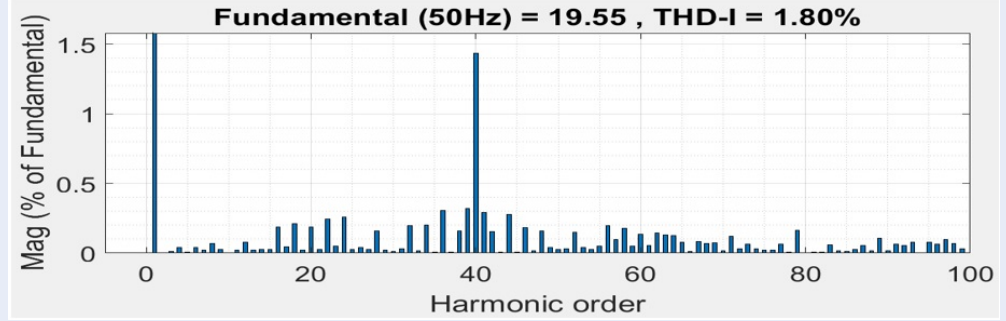
TỔN THẤT CÔNG SUẤT VÀ HIỆU SUẤT

Hiệu quả hoạt động của BNL lai 7 bậc với phương pháp PWM dùng bảng SST so với BNL nổi tăng 7 bậc

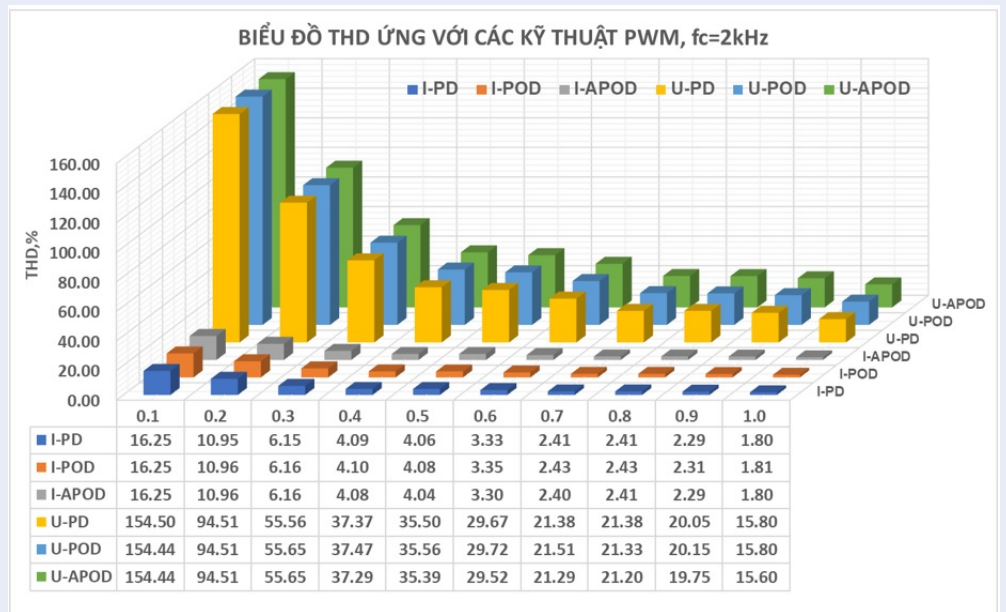
Bảng 4: Bảng trạng thái rút gọn

V_{x0}	Trạng thái	S_{h1}	S_{h2}	S_{h3}	S_{h4}	v_{AG}
6Vdc	1	1	1	1	1	3Vdc
5Vdc	2	0	1	1	1	2Vdc
4Vdc	4	0	0	1	1	Vdc
3Vdc	10	0	1	0	1	0
2Vdc	13	1	1	0	0	-Vdc
Vdc	15	0	1	0	0	-2Vdc
0	16	0	0	0	0	-3Vdc





Hình 10: Kết quả phân tích phổ sóng hài dòng điện sử dụng kỹ thuật PD-PWM kết hợp SST với $m_a=1$



Hình 11: Biểu đồ so sánh THD điện áp và dòng điện khi bố trí sóng mang dạng PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM với $m_a=[0.1;1]$

truyền thống thể hiện qua công suất tổn hao, và vì thế hiệu suất của bộ biến đổi.

Tổng tổn hao bao gồm tổn hao dẫn và tổn hao chuyển mạch của IGBT. Tổn thất dẫn tỷ lệ thuận với dòng điện tải, tổn hao chuyển mạch tỷ lệ thuận với tần suất ngắt/dẫn¹¹⁻¹⁴.

Phân tích, tính toán và mô phỏng tổn thất

Tổn thất chính trên khoá công suất IGBT là tổn thất dẫn và chuyển mạch của Transistor và Diode.

+ Tổn thất dẫn trên Transistor $p_{c(IGBT)}$ được tính theo công thức (13)

$$p_{c(IGBT)} = V_{CE} I_{(avg)} + R_c I_{(rms)}^2 \quad (13)$$

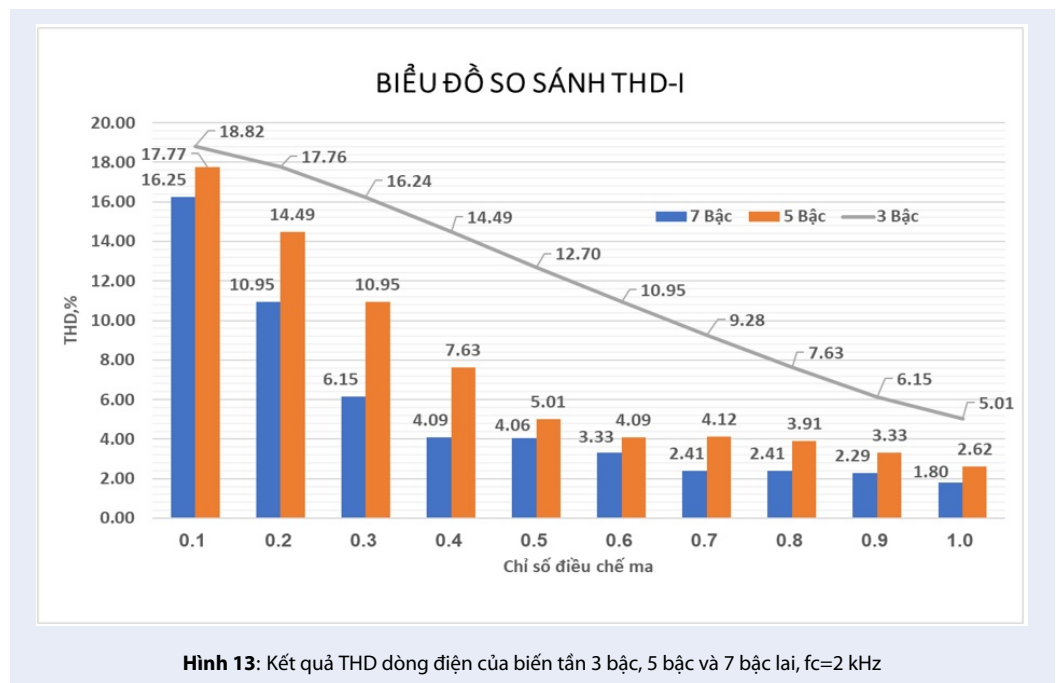
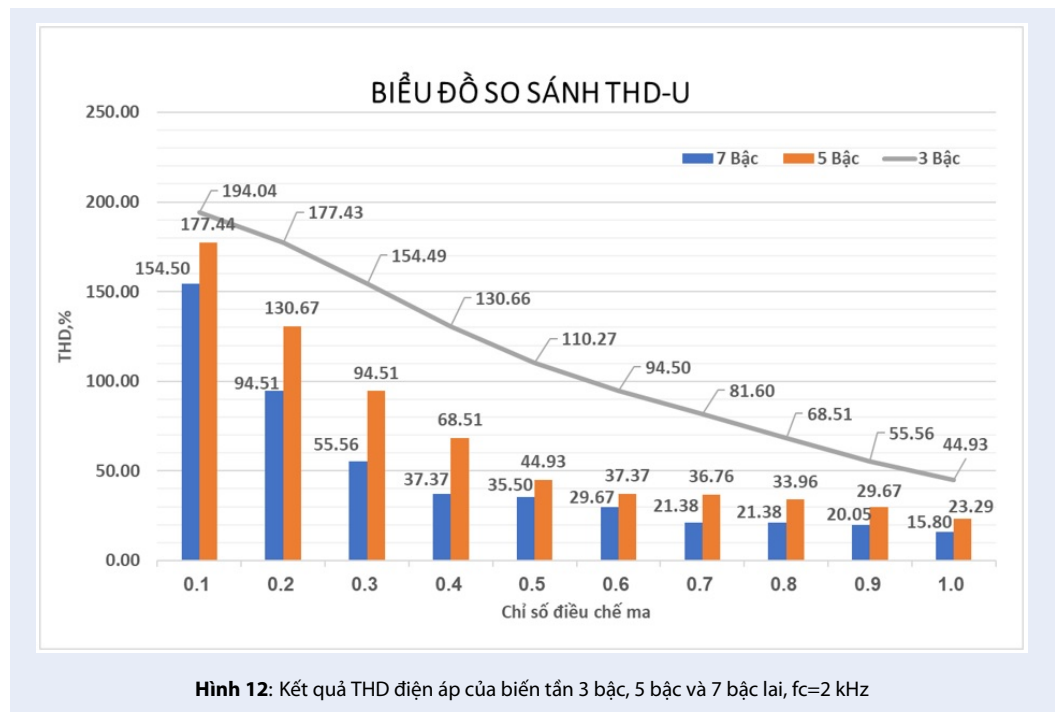
và tổn thất dẫn trên Diode $p_{c(Diode)}$ được tính theo công thức (14)

$$p_{c(Diode)} = V_D I_{D(avg)} + R_D I_{D(rms)}^2 \quad (14)$$

Trong đó: V_{CE} , $I_{(avg)}$, $I_{(rms)}$, R_c lần lượt là điện áp đặt, dòng điện trung bình, dòng điện hiệu dụng và điện trở của Transistor; V_D , $I_{D(avg)}$, $I_{D(rms)}$, R_D lần lượt là điện áp ngược, dòng điện trung bình, dòng điện hiệu dụng và điện trở của Diode

+ Tổn thất chuyển mạch $p_{sw(IGBT)}$ trên Transistor được xác định bởi công thức (15):

$$p_{sw(IGBT)} = \frac{1}{T} \int_{0+\theta}^T (E_{on} + E_{off}) dt \cdot f_{sw} \quad (15)$$



Và tổn thất chuyển mạch trên Diode (p_{rec}) tương ứng công suất giai đoạn chuyển mạch khi ngắt xác định bởi công thức (16):

$$p_{rec} = \frac{1}{T} \sum_{t=0+\theta}^{t=T} E_{rec} \times \frac{V_D}{V_R - datasheet} \quad (16)$$

Trong đó: E_{on} , E_{off} là năng lượng chuyển mạch khi dẫn, năng lượng chuyển mạch khi ngắt của Transistor; E_{rec} là năng lượng chuyển mạch khi ngắt của diode, $V_R-datasheet$ là điện áp ngược trên Diode ở nhiệt độ Tj; f_w là tần số chuyển mạch và T là chu kỳ tính toán. Các đặc tính công suất về tổn thất của linh kiện do nhà sản xuất linh kiện cung cấp được lưu trong thư viện tiện ích của phần mềm PLECS. Ví dụ, các thông số E_{on} , E_{off} của IGW40N60H3_IGBT được minh họa trên Hình 14 (a) và (b) của hãng Infineon cung cấp. Tương tự, đặc tính V-A để tính tổn hao dẫn điện của linh kiện của IGW40N60H3_IGBT trong thư viện PLECS được cho trong Hình 15.

Sơ đồ mạch mô phỏng BNL lai 7 bậc (2CHB7L)

Sơ đồ mạch mô phỏng BNL 7 bậc truyền thống (3CHB7L)

Trong sơ đồ BNL 3 bậc 1H3L (Hình 16), các khoá IGBT sử dụng loại IGW40N120H3_IGBT Trong sơ đồ BNL lai 2CHB7L (Hình 17), 4 khoá IGBT ở mô-đun cầu H1 sử dụng loại IGW40N60H3_IGBT, ở mô-đun cầu H2 sử dụng loại IGW40N120H3_IGBT. Trong sơ đồ BNL 3CHB7L (Hình 18) tất cả 12 khoá IGBT sử dụng loại IGW40N60H3_IGBT thông số cho trong Bảng 7¹⁵, thông số cho trong Bảng 8¹⁶. Các thông số linh kiện cho ở Bảng 7 và Bảng 8 được trích lọc trong datasheet Infineon^{15,16}.

Bảng 7: Thông số GW40N60H3_IGBT

Tên đại lượng	Thông số	Giá trị
Điện áp tối đa	Vce-max	600V
Dòng điện tối đa ở 25°C	Ic-max	80A
Dòng điện tối đa ở 100°C	Ic-max	40A
Nhiệt độ mối nối tối đa	Tj-max	175°C
Thời gian đóng ở 25°C	td(on)	19 ns
Thời gian ngắt ở 25°C	td(off)	197 ns

Kết quả tính toán tổn hao công suất

Thực hiện mô phỏng mạch Hình 16, mạch Hình 17 và mạch Hình 18 sử dụng kỹ thuật điều chế bố trí sóng mang dạng PD-PWM, cài đặt các thông số trong Bảng 9.

Xét hoạt động BNL ở tần số sóng mang thấp. Vai trò của tổn hao dẫn điện sẽ đóng vai trò chính, và công

Bảng 8: Thông số GW40N120H3_IGBT

Tên đại lượng	Thông số	Giá trị
Điện áp tối đa	Vce-max	1200V
Dòng điện tối đa ở 25°C	Ic-max	80A
Dòng điện tối đa ở 100°C	Ic-max	40A
Nhiệt độ mối nối tối đa	Tj-max	175°C
Thời gian đóng ở 25°C	td(on)	30 ns
Thời gian ngắt ở 25°C	td(off)	290 ns

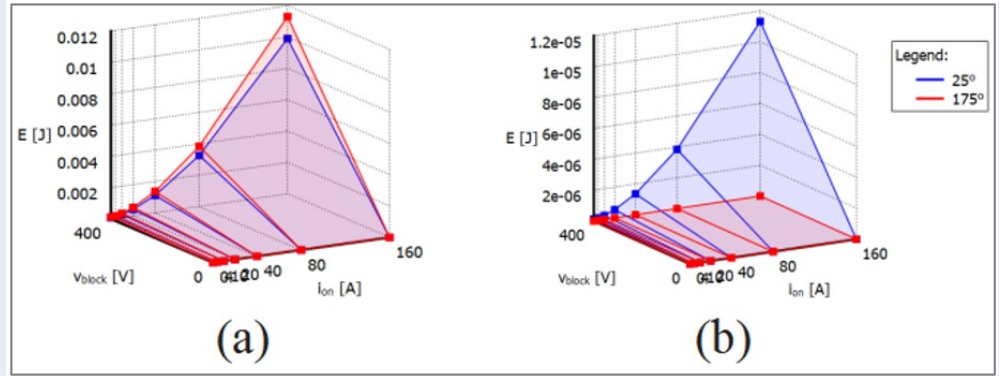
Bảng 9: Thông số mô phỏng PLECS

Ký hiệu	Tên đại lượng	Giá trị
Vdc	Điện áp nguồn DC	200 V
R	Điện trở tải	30 Ω
L	Điện cảm tải	20 mH
f_{cr}	Tần số sóng mang	1-50 kHz
m_a	Chỉ số điều chế	0.1-1

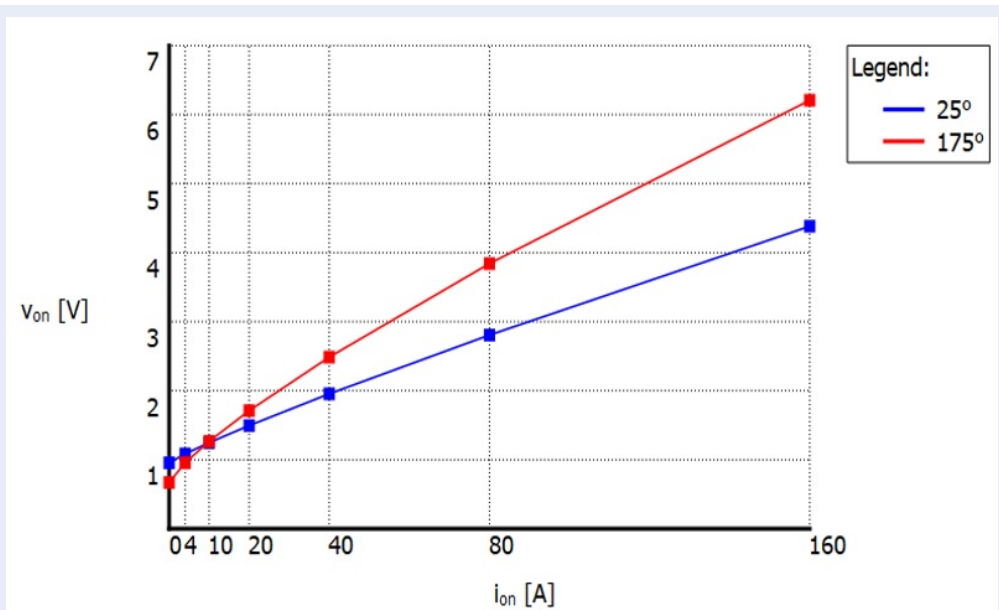
suất tổn hao chuyển mạch không đáng kể. Lúc này, BNL 3 bậc 1H3L sẽ có lợi thế lớn nhất khi có 2 linh kiện dẫn điện trong quá trình hoạt động. Tổn hao tổng của 1H3L vì vậy sẽ thấp nhất. BNL 7 bậc truyền thống 3CH7L trở nên bất lợi nhất, khi có tới 6 linh kiện dẫn điện đồng thời. Tổn hao tổng của nó sẽ đạt giá trị cao nhất. BNL 7 bậc lai sẽ có lợi thế so với BNL 7 bậc truyền thống khi chỉ có 4 linh kiện dẫn điện đồng thời. Tổn hao của nó sẽ, cao hơn so với BNL 3 bậc, nhưng thấp hơn so với BNL 7 bậc truyền thống. Như vậy, ở tần số đóng ngắt thấp, các cấu hình BNL đơn giản có lợi thế về tổn hao và hiệu suất hoạt động.

Cụ thể, trên đồ thị Hình 19 khi tần số $f_c = 2\text{kHz}$, tổn hao dẫn của BNL 7 bậc là 105.1207 W, BNL lai 7 bậc là 71.5459W, BNL 3 bậc là 38.8960 W và tổn hao chuyển mạch của BNL 7 bậc là 0.3228 W, BNL lai 7 bậc là 0.5249W, BNL 3 bậc là 2.7429W.

Khi tăng dần tần số đóng ngắt, vai trò tổn hao do chuyển mạch sẽ tăng dần. Tổn hao công suất tổng của các cấu hình đều tăng lên do sự tăng của tổn hao chuyển mạch Ở BNL lai 7 bậc, quá trình chuyển mạch xảy ra chủ yếu xuất hiện ở cầu H nối nguồn áp 1Vdc, nên tổn hao chuyển mạch gây ra sẽ gần với BNL 7 bậc truyền thống, nhưng do có số linh kiện dẫn điện cùng lúc ít hơn, nên tổn hao dẫn điện thấp, dẫn đến tổn hao tổng của BNL lai 7 bậc sẽ thấp hơn so với BNL 3CH7L. Đối với BNL 3 bậc, chuyển mạch chủ yếu với điện áp cao (3Vdc) nên tổn hao chuyển mạch sẽ tăng dần theo tần số sóng mang. Khi tần số sóng mang khá lớn, tổn hao chuyển mạch đóng vai trò chủ yếu, và sẽ



Hình 14: Năng lượng tiêu hao do quá trình đóng ngắt của IGW40N60H3_IGBT (a) E_{on} (b) E_{off}



Hình 15: Đồ thị tổn hao dẫn điện của khoá IGW40N60H3_IGBT ở nhiệt độ 25°C và 175°C Sơ đồ mạch mô phỏng BNL ba bậc (1H7L)

làm giảm đáng kể hiệu suất của BNL 1H3L so với cấu Hình 7 bậc.

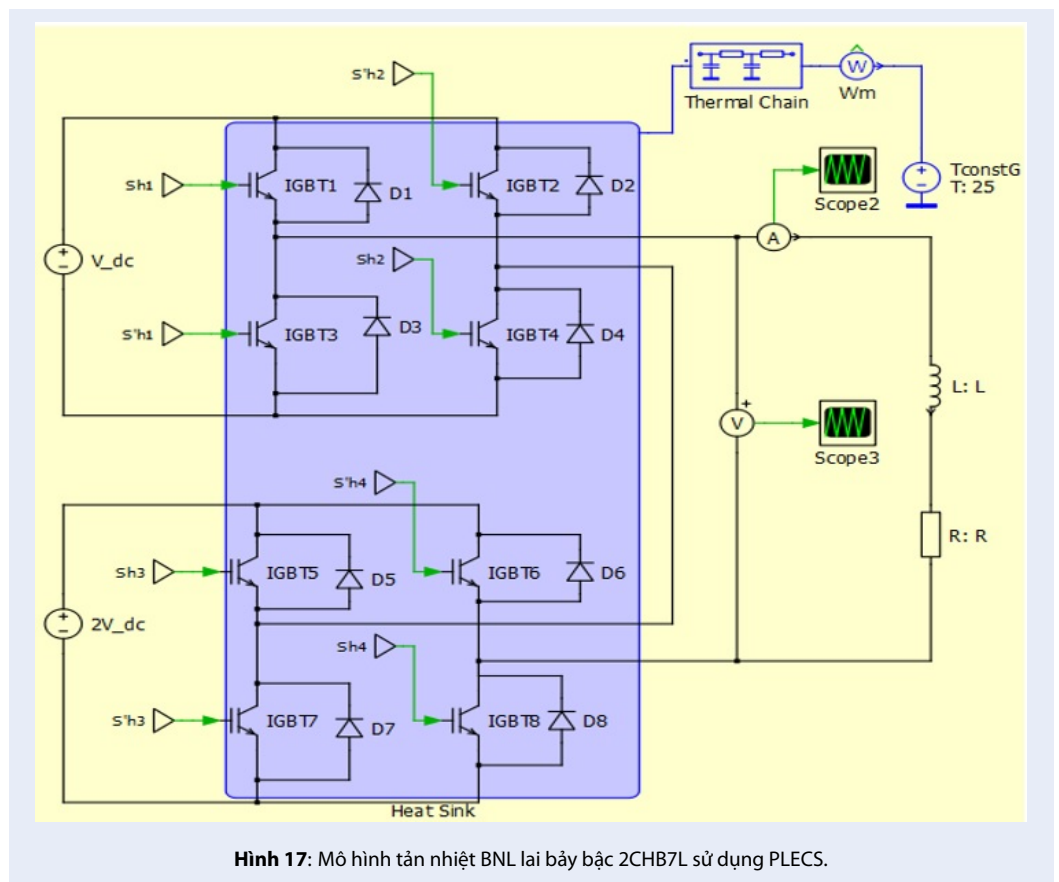
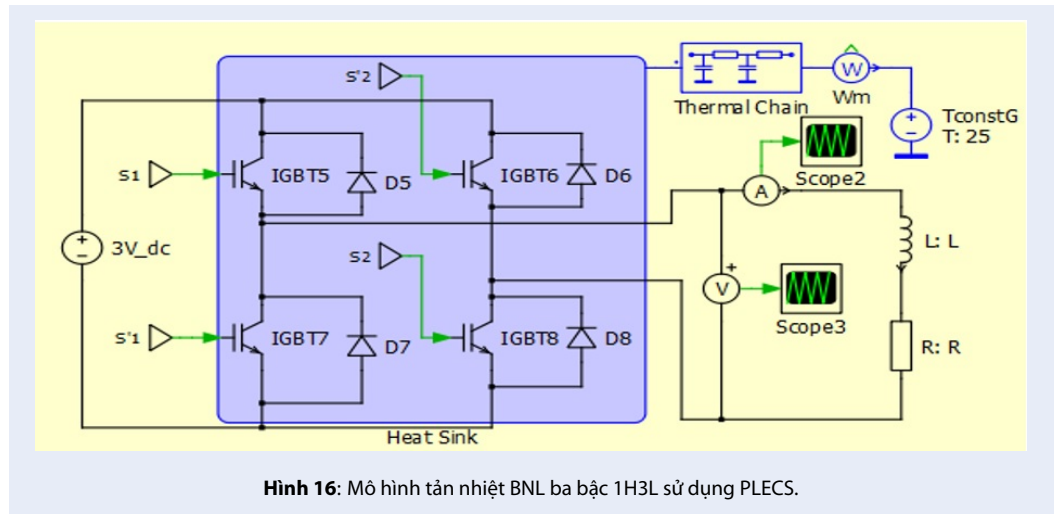
Cụ thể, xét tần số sóng mang 20kHz. Tổn hao công suất BNL 7 bậc truyền thống 3CHB7L hiển thị trong Hình 20 bao gồm tổn hao dẫn và tổn hao chuyển mạch của 3 mô-đun cầu H1, H2 và H3 là 111.5233 W. BNL lai 7 bậc 2CHB7L có tổn hao thấp hơn và kết quả tính toán được hiển thị trong Hình 19, với giá trị tổn hao là 81.8904 W. Tổn hao công suất của BNL ba bậc 1H3L trong Hình 20 là 94.3990 W.

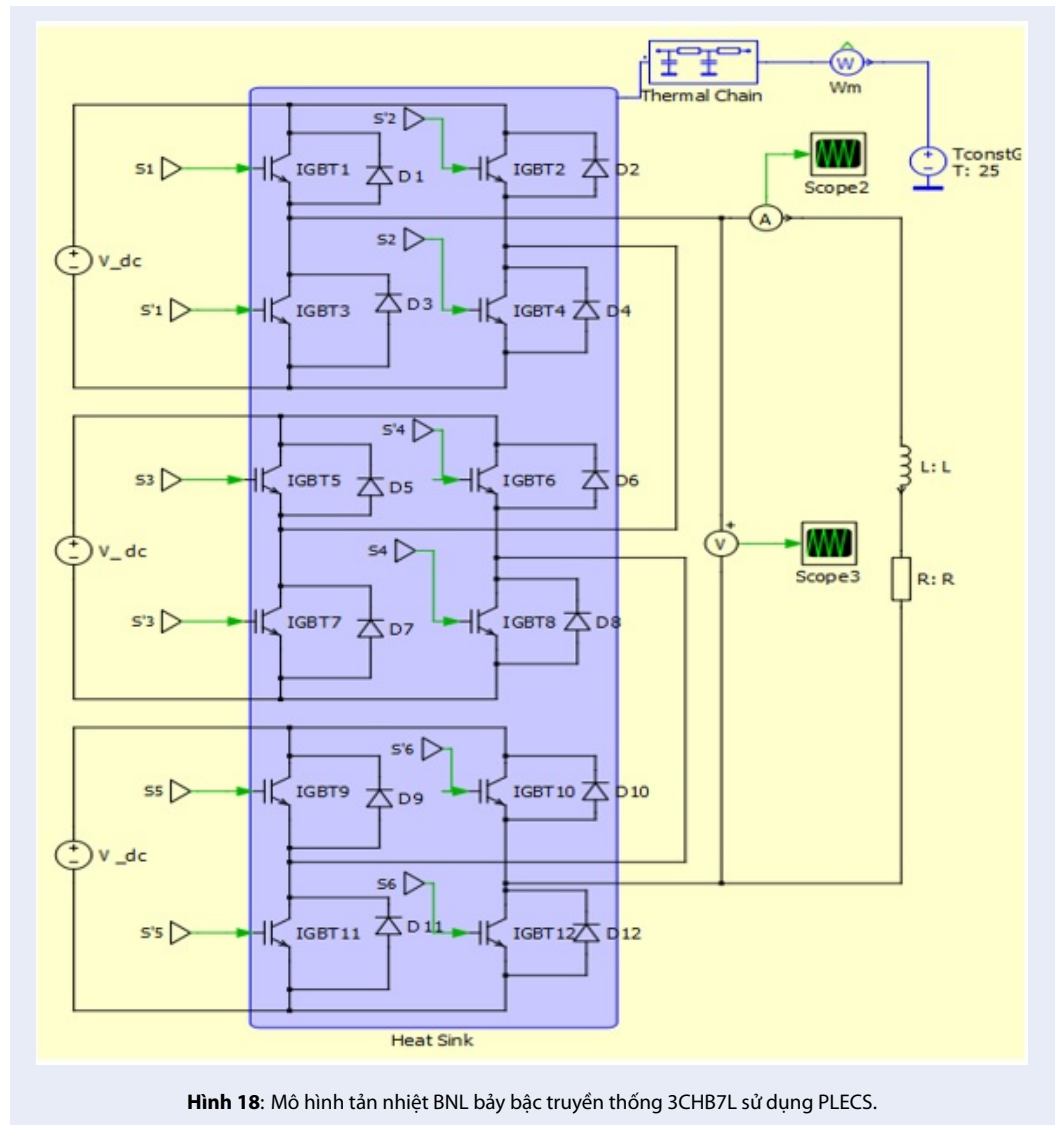
Kết quả tổn hao công suất với tần số sóng mang $f_c = 20$ kHz BNL 3CHB7L hiển thị trong Hình 20, BNL 2CHB7L hiển thị trong Hình 21, BNL 1H3L hiển thị trong Hình 22.

Các số liệu phân tích chi tiết các thành phần tổn hao cho thấy như sau. Tổn hao dẫn lần lượt là 108.1032W cho BNL 7 bậc, 76.4193W cho BNL lai 7 bậc là, 65.2219W cho BNL 3 bậc. Công suất tổn hao chuyển mạch lần lượt là 3.4201W cho BNL 7 bậc, 5.4711W cho BNL lai 7 bậc và 29.1771W cho BNL 3 bậc. Như vậy, tổn hao chuyển mạch tăng mạnh ở BNL 3 bậc và là nguyên nhân giảm hiệu suất của bộ biến đổi này ở tần số cao.

Hiệu suất của BNL truyền thống, BNL lai 7 bậc và BNL 3 bậc khi thay đổi tần số f_c từ 1kHz đến 50kHz được hiển thị trong Hình 23.

Ở tần số thấp, $f_c < 15$ kHz, thì BNL 3 bậc có hiệu suất cao nhất. Cụ thể, khi $f_c = 1$ kHz thì hiệu suất BNL 7





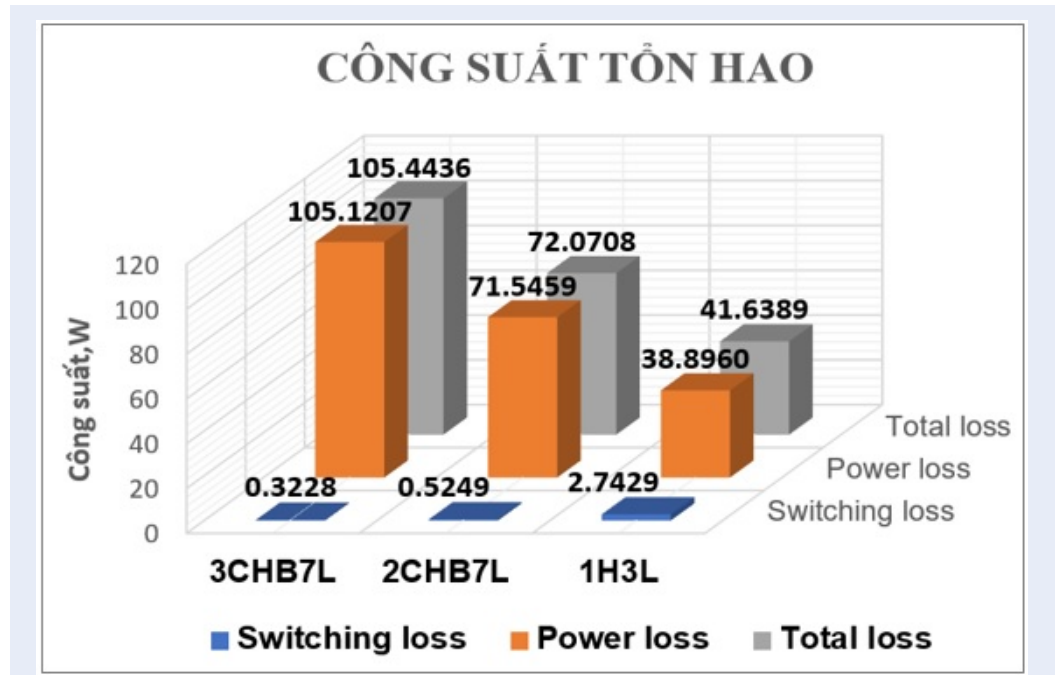
Hình 18: Mô hình tần nhiệt BNL bảy bậc truyền thống 3CHB7L sử dụng PLECS.

bậc là 98.20%, BNL lai 7 bậc là 98.77% và BNL 3 bậc là 99.33%. Ở tần số $f_c = 15\text{kHz}$ thì BNL 7 bậc lai có hiệu suất cao nhất. Với $f_c = 15\text{kHz}$, hiệu suất BNL lai 7 bậc bằng 98.65%. Hiệu suất tương ứng của BNL 7 bậc truyền thống và 3 bậc tương ứng lần lượt là 98.13% và 98.64%. Ở tần số $f_c = 50\text{kHz}$, hiệu suất BNL 3 bậc giảm xuống thấp còn 96.75%, trong khi đó hiệu suất của BNL 7 bậc lai và BNL 7 bậc truyền thống lần lượt là 98.91% và 98.31%. Trong tất cả các trường hợp trên, BNL lai 7 bậc luôn đạt hiệu suất cao hơn BNL 7 bậc truyền thống.

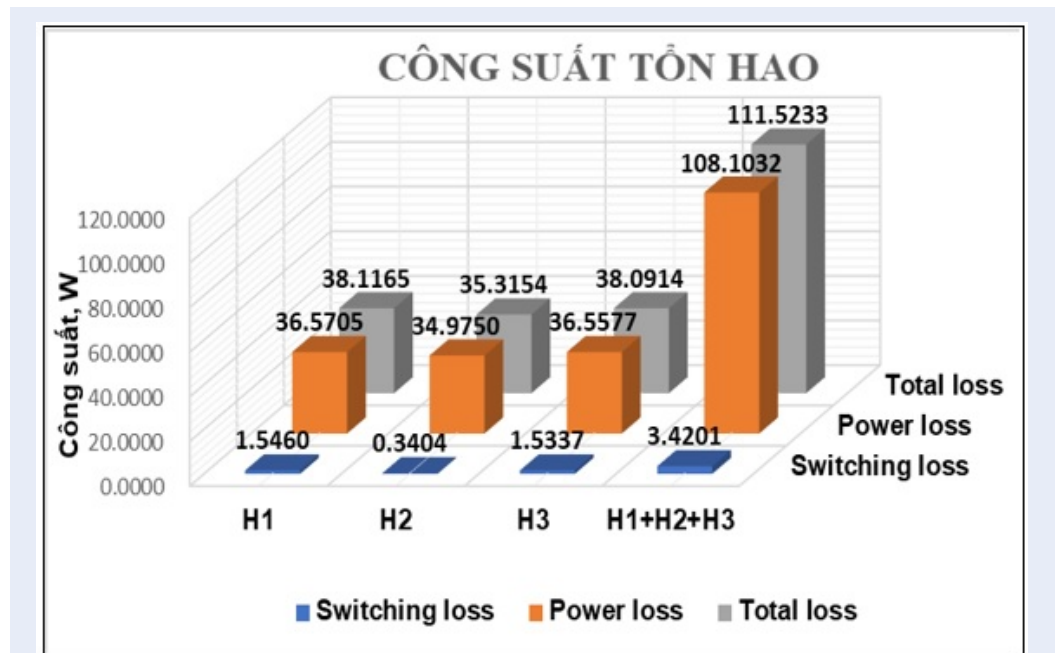
ỨNG DỤNG ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ KĐB CÔNG SUẤT LỚN MẠNG TRUNG ÁP

Kỹ thuật PD-PWM kết hợp bảng trạng thái rút gọn (Bảng 4) điều khiển BNL lai 7 bậc được áp dụng để điều khiển tốc độ động cơ KĐB theo định hướng trường (FOC) (Hình 24). Các thông số hệ thống cho ở Bảng 10, tần số sóng mang $f_c = 1000\text{Hz}$.

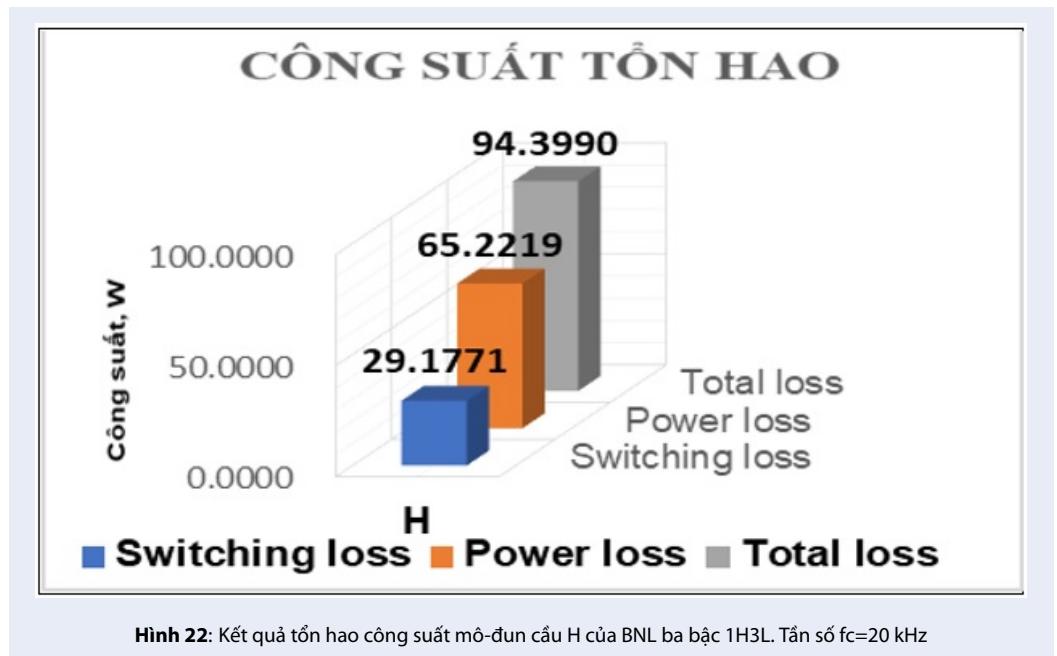
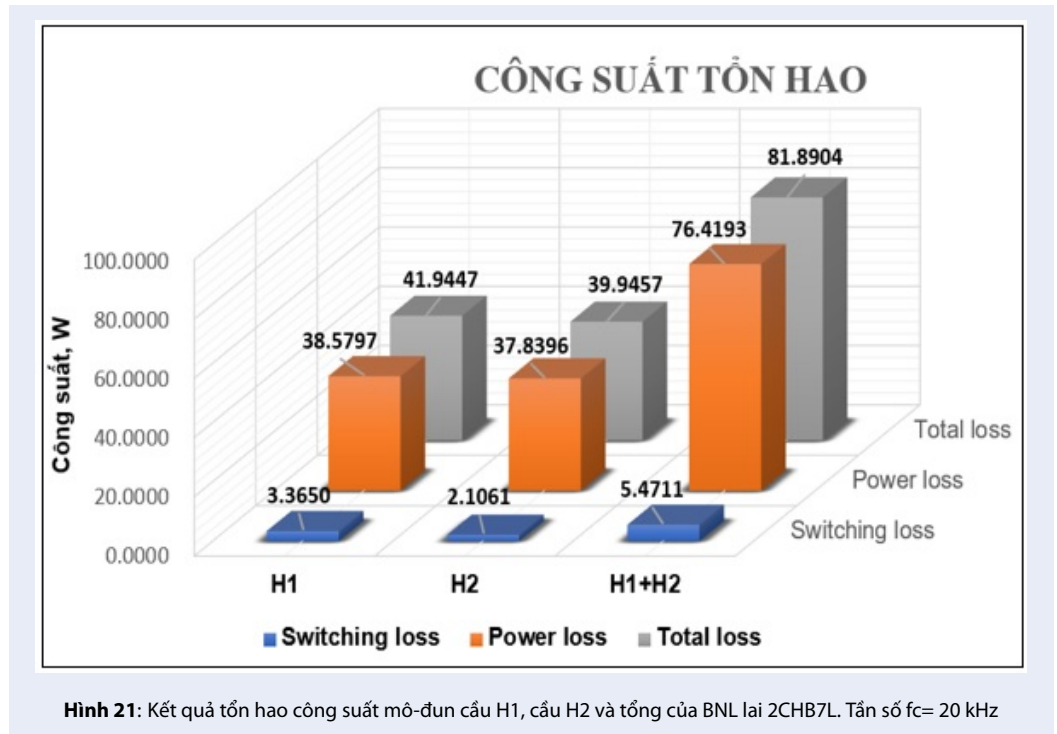
Sáu xung kích $S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}, S_{a5}, S_{a6}$ trong Hình 25 được tạo ra từ bộ điều chế xung PD_PWM điều khiển BNL 7 bậc truyền thống, sau khi qua bộ chuyển đổi SST tạo ra bốn xung kích $S_{ah1}, S_{ah2}, S_{ah3}, S_{ah4}$ trong Hình 26 điều khiển BNL lai 7 bậc. BNL lai 7 bậc tạo ra điện áp xoay chiều V_a, V_b, V_c (Hình 27) và dòng điện i_a, i_b, i_c (Hình 28) cấp cho động cơ KĐB hoạt

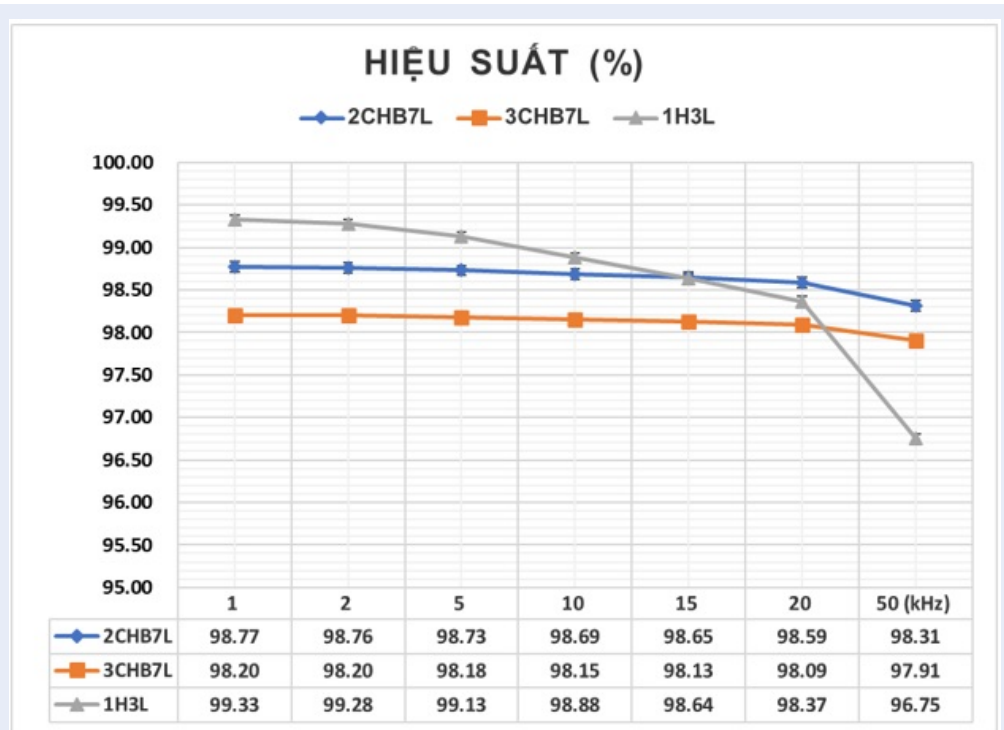


Hình 19: Kết quả tổn hao công suất của BNL 3CHB7L, 2CHB7L và 1H3L với $f_c = 2$ kHz

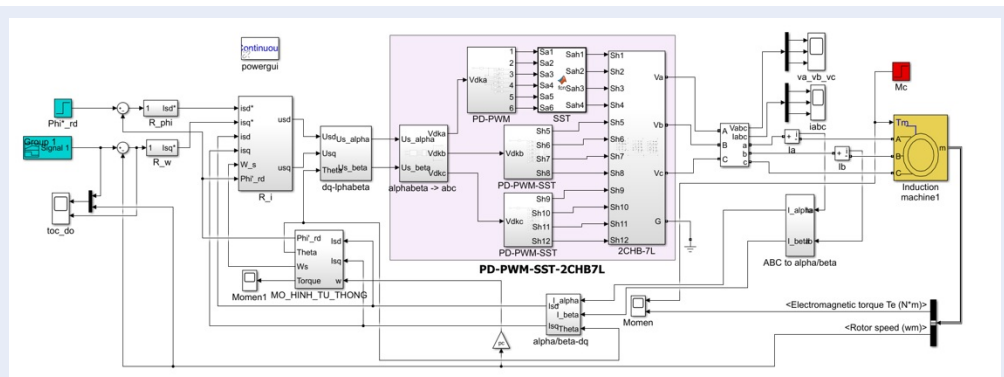


Hình 20: Kết quả tổn hao công suất mô-đun cầu H1, cầu H2, cầu H3 và tổng của BNL 3CHB7L. Tần số $f_c = 20$ kHz





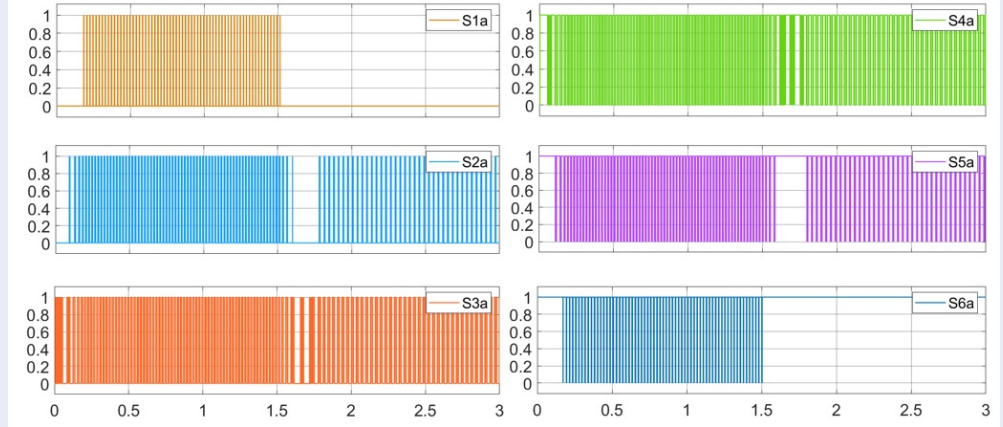
Hình 23: Kết quả hiệu suất của BNL 2CHB7L, 3CHB7L và 1H3L với fc từ 1kHz đến 50kHz



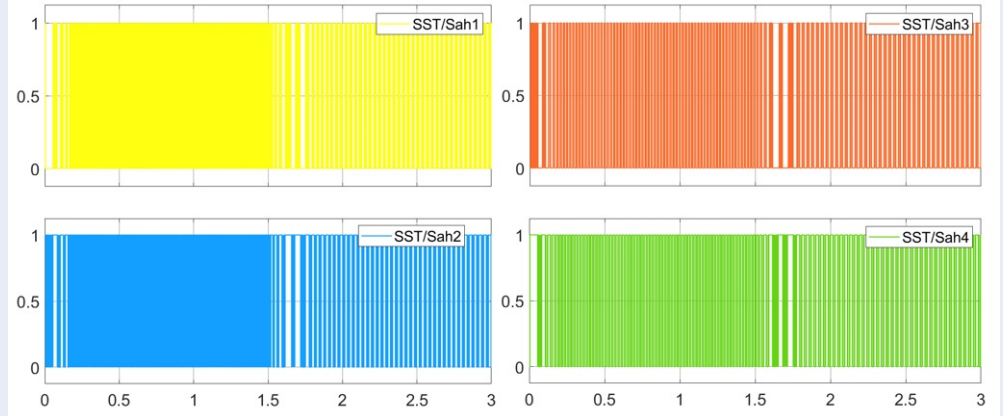
Hình 24: Mạch điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3 pha ứng dụng điều khiển PD-PWM kết hợp bằng trạng thái rút gọn

động. Theo Hình 29, trong khoảng thời gian $t = (0 - 0.5)s$ động cơ khởi động không tải, rotor bắt đầu tăng tốc và đạt tốc độ cực đại $n = 1453$ vòng/phút tại thời điểm $t = 0.227s$, do quán tính tốc độ rotor vượt qua giá trị đặt ($n_{b1} = 1433$ vòng/phút). Sau đó, rotor quay với tốc độ giảm về tốc độ đặt với sai số lớn nhất là 20 vòng/phút. Tại thời điểm $t = 0.5s$ động cơ mang tải ($M_c = 90\%M_{đm}$), rotor giảm tốc, tốc độ quay thấp nhất là $n = 1255$ vòng/phút tại thời điểm $t = 0.505s$, rồi tăng tốc bám tốc độ đặt trong khoảng thời gian ngắn

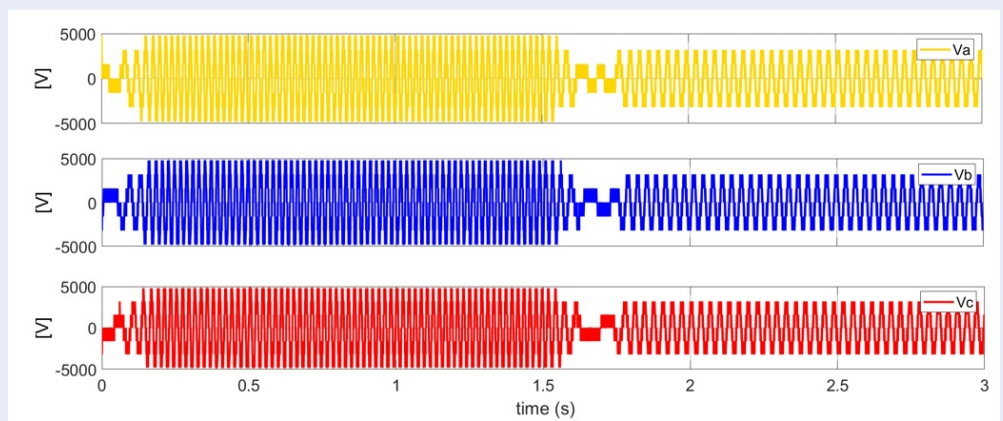
(0.2s) thì xác lập. Động cơ tiếp tục quay ổn định với tốc độ đặt, tại thời điểm $t = 1.5s$ bắt đầu đảo chiều quay, tới thời điểm $t = 1.8s$ rotor bám sát tốc độ đặt ($n_{b2} = -955$ vòng/ phút), do quán tính nên rotor quay ngược chiều với tốc độ $n = -977$ vòng/phút vượt qua so với tốc độ đặt gần 22 vòng/phút tại thời điểm $t = 1.838s$, rồi giảm tốc độ quay ngược bám tốc độ đặt trong khoảng thời gian xác lập (0.20s). Ta nhận thấy mạch đáp ứng được yêu cầu điều khiển tốc độ động cơ KĐB 3pha công suất lớn, khi động cơ hoạt ổn định



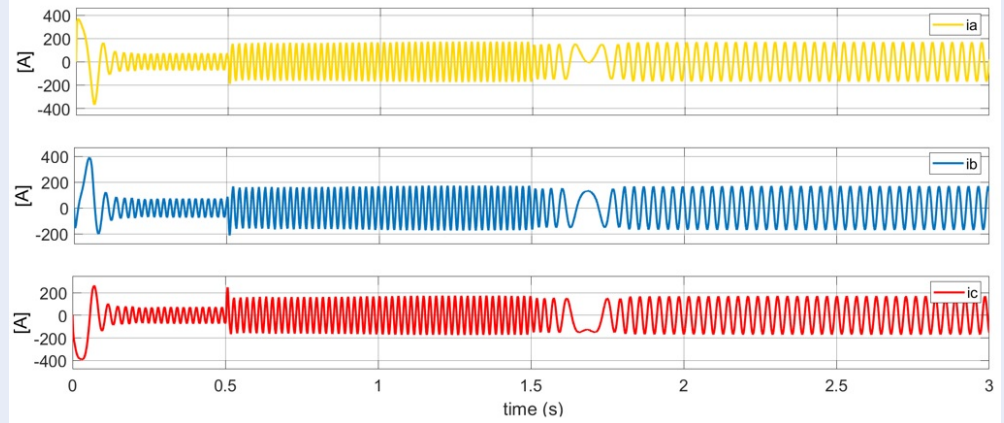
Hình 25: Sáu xung kích cho BNL 7 bậc truyền thống



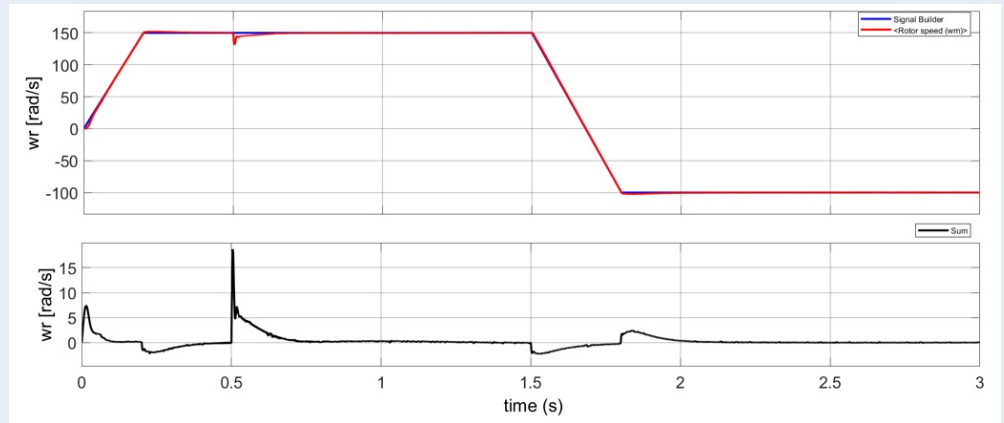
Hình 26: Bốn xung kích cho BNL lai 7 bậc sau khi chuyển đổi



Hình 27: Điện áp ngõ ra Va, Vb, Vc của BNL lai 7 bậc



Hình 28: Dòng điện ba pha ia,ib,ic tải



Hình 29: Đáp ứng tốc độ và sai số

rotor quay với tốc độ đặt sai số nhỏ. Sai số lớn nhất là khi động cơ mang tải tại $t = 0.505s$ sai lệch tốc độ $n = 178$ vòng/phút, tốc độ rotor đạt xác lập trong khoảng thời gian ngắn (0.2s).

KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày một kỹ thuật PWM mới sử dụng Bảng trạng thái qui đổi để điều khiển BNL lai 7 bậc nối tầng. Kỹ thuật PWM đề xuất có thể kết hợp các bộ điều chế PWM truyền thống để thực hiện các kỹ thuật PD-PWM, POD-PWM và APOD PWM một cách dễ dàng mà không cần thiết kể lại hàm điều khiển và song mang cho BNL đa bậc. Bảng trạng thái qui đổi được chọn sao cho sự thay đổi mức áp liên kế ngõ ra gây ra số chuyển mạch ít và do đó, giảm tổn thất đóng ngắt. Hiệu quả của BNL CHB lai bảy bậc và phương pháp PWM dùng bảng qui đổi giảm chuyển mạch đã được đánh giá qua độ méo dạng và tổn hao công suất. Kết

quả cho thấy dạng sóng ngõ ra của BNL CHB lai bảy bậc gần dạng sóng sin, có THD nhỏ hơn so với BNL ba bậc, năm bậc CHB truyền thống. Kết quả tính toán bằng phần mềm PLECS cho thấy, hiệu suất của BNL CHB lai bảy bậc luôn cải thiện tốt hơn so với BNL 7 bậc truyền thống ở các tần số làm việc khác nhau. Hơn nữa, ở tần số đóng ngắt cao, hiệu suất của BNL 7 bậc lai tốt hơn đáng kể so với BNL 3 bậc truyền thống. Phương pháp này có thể vận dụng thực hiện cho các bố trí sóng mang khác nhau như PD, POD, APOD để điều khiển các dạng cấu hình biến đổi đa bậc truyền thống và cấu hình lai khác nhau. Cuối cùng, hệ nghịch lưu lai và phương pháp PWM đề xuất được áp dụng trong hệ truyền động công suất lớn động cơ không đồng bộ. Các kết quả phân tích được kiểm chứng bằng mô phỏng dùng MATLAB/SIMULINK.

Bảng 10: Thông số mô phỏng

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	Pnom	1115kW
Tốc độ định mức	nnom	1470 rpm
Điện áp định mức	Unom	6300V
Dạng điện định mức	Inom	168 ARMS
Mômen định mức	Mdm	7243Nm
Điện p một chiều	Vdc1, Vdc2	1600V, 3200V
Số đôi cực	Pc	2
Điện trở rotor	Rr	0,5116Ω
Điện trở stator	Rs	0,6Ω
Điện cảm rotor	Lr	0,0104H
Điện cảm stator	Ls	0,0216H
Hỗ cảm	Lm	0,24H
Hệ số công suất	cosφ	0,87
Hằng số thời gian	Tr / Ts	0,4117/0,0247
Mơ-men qun tính	J	1 kgm2

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh (ĐHQG-HCM) trong khuôn khổ Đề tài mã số DN2022-20-03

DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

APOD : Alternative Phase Opposition Disposition - Sóng mang dạng tam giác bố trí đối xứng đan xenMLLI : Multilevel Inverter - Biến tần đa bậc
 BNL : Bộ nghịch lưu
 CHB : Cascade H_Bridge - Nối tầng cầu H
 LS-PWM : Level shift Pulse Width Modulation - Điều chế độ rộng xung dịch mức.
 PD : In Phase Disposition - Sóng mang dạng tam giác bố trí cùng pha
 POD : Phase opposition Disposition - Sóng mang dạng tam giác bố trí đối xứng
 SST : Simplified Switching Table - Bảng trạng thái rút gọn
 THD : Total Harmonic Distortion - Tổng méo dạng do sóng hài.
 THD-U : Tổng méo dạng sóng hài điện áp.
 THD-I : Tổng méo dạng sóng hài dòng điện.
 CHB : Cascade H_Bridge - Nối tầng cầu H
 1H3L : Bộ nghịch lưu cầu H 3 bậc
 2CHB7L : Bộ nghịch lưu lai 2 cầu H nối tầng 7 bậc

3CHB7L : Bộ nghịch lưu truyền thống 3 cầu H nối tầng 7 bậc
 KĐB: không đồng bộ

XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả xin cam đoan rằng không có bất kỳ xung đột lợi ích nào trong công bố bài báo.

ĐÓNG GÓP CỦA CÁC TÁC GIẢ

Đặng Thanh Thảo phân tích mạch, thực hiện mô phỏng, thu thập và phân tích số liệu, viết bản thảo.

Nguyễn Văn Nhờ đưa ra ý tưởng nghiên cứu, phân tích mạch, hướng dẫn nội dung thực hiện, viết bản thảo, kiểm tra và đánh giá kết quả, sửa và hiệu đính bài báo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Wu B. Topic 1 introduction. In: High-power converters and AC drive' Wiley. IEEE Publications; 2006. p. 3-13; Available from: <https://doi.org/10.1002/9780471773719.ch1>.
2. Wu B, Narimani M. Cascaded H-bridge multilevel inverter. In: High power converters and AC drives. 2nd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc; 2016. p. 119-42; Available from: <https://doi.org/10.1002/9781119156079.ch7>.
3. Singh A, Jain M, Singh S. Analysis of THD and output voltage for seven level asymmetrical cascaded H-bridge multilevel inverter using LSCPWM technique. IJCA J. 2015;112(1):1-6; Available from: 10.5120/19627-1197.
4. Khoucha F, Ales A, Khoudiri A, Marouani K, Benbouzeid MEH, Kheloui A. A 7-level single DC source cascaded H-bridge multilevel inverters control using hybrid modulation 19th international conference Electric Machinability ICEM 2010, No. 1; 2010; Available from: 10.1109/ICELMACH.2010.5608179.
5. Calais M, Borle LJ, Agelidis VG. Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter [PESC rec]. IEEE Annu. Power Electron Spec conference. Vol. 3; 2001. p. 1351-6; Available from: 10.1109/pesc.2001.954308.
6. C, Shivaleelavathi BG, Yatnalli V. Simulation of seven and nine level CHBMLI with elliptical phase disposition PWM technique. J Power Energy Eng. 2020;08(3):49-63; Available from: 10.4236/jpee.2020.83004.
7. Wanjarı KD, Salodkar PA, Waghmare MA. Analysis of multicarrier switching techniques for nine level inverter. Proceedings of the 2nd international conference comput methodol commun ICCMC. 2018, No. Iccmc.; 2018:577-81; Available from: 10.1109/ICCMC.2018.8487776.
8. Ben-Brahim L, Gastli A, Yoshino T, Yokoyama T, Kawamura A. Review of medium voltage high power electric drives. IEEJ Journal IA. 2019;8(1):1-11; Available from: <https://doi.org/10.1541/ieejia.8.1>.
9. Kale AS, Tamhane AV, Kalage AA. Comparative study of SPWM and SVPWM cascaded h-bridge multilevel inverter. Proceedings of the 2017 international conference intell comput control I2C2 2017, Vol 2018-Janua.; 2018. p. 1-6; Available from: 10.1109/I2C2.2017.8321785.
10. Hasabelrasul Abdallah H, Yan X. Comparison of multicarrier PWM techniques for cascaded H-bridge multilevel inverter. Int J Power Electron Drive Syst. 2017;8(2):861-8; Available from: 10.11591/ijpeds.v8.i2.pp861-868.
11. Kumar PV, Venkateshwarlu S, ACH. Inverter, and N. Level, Analysis of switching losses in multilevel cascaded H-bridge and diode-clamped inverter, CVR Journal of Science and Technology. 1901;19(December):2020; Available from: 10.32377/cvrjst.

12. Hadi AAl. 'IGBT module loss calculation and thermal resistance estimation for a grid- connected multilevel converter,' No; September 2018;Available from: 10.1117/12.2320166.
13. Alamri B, Alshahrani S, Darwish M. Losses investigation in SPWM-controlled cascaded H-bridge multilevel inverters 50th International Universities Power Eng Conference (UPEC). Vol. 2015; 2015. p. 1-5;Available from: 10.1109/UPEC.2015.7339805.
14. Automatisés S, Devineni GK, Ganesh A, Bhoopal N. 'Power Loss Analysis in 15 Level Asymmetric Reduced Switch Inverter Using PLECS Thermal Model & SIMULINK Precise Models,' No. February 2021;Available from: 10.18280/jesa.540109.
15. ;Available from: <https://datasheetspdf.com/datasheet/IGW40N60H3.html>.
16. ;Available from: <https://datasheetspdf.com/datasheet/IGW40N120H3.html>.

Modeling and Simulation of New PWM Techniques for Hybrid 7-Level Inverters Using Simplified Switching Table

Dang Thao-Thanh¹, Nguyen Nho-Van^{2,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

ABSTRACT

Nowadays, Cascade H-bridge (CHB) multi-level inverters (MLI) have many applications in the fields of electric drive control, high-power energy control, medium-voltage power grids, and popularization in the conversion of renewable energy power. In order to improve the quality of MLI to meet today's needs while reducing costs, it is necessary to have new methods to improve the working efficiency of the converter. Therefore, this paper presents a novel PWM control for single-phase cascaded hybrid 7-level inverter using simplified switching table (SST). The SST table converts switching states of the traditional multi-level inverter to the switching state of the hybrid cascaded inverter. The SST table is effectively designed to reduce the number of switching when performing output voltage control, thus improving the converter's working efficiency. The PWM method using proposed SST has the advantage of simple implementation, utilizing the traditional Sin-PWM techniques without re-calculating the control function or changing the carrier waveforms. The effectiveness of the proposed method will be evaluated through the voltage and current harmonic distortion factors when applying level shift carrier arrangements (LS-PWM) and speed control application of 3-phase asynchronous motor. Furthermore, in order to prove the advantage of the PWM technique using the proposed SST, the power loss of the 7-level hybrid cascaded inverter is also calculated and compared with traditional seven-level inverter and 3-level inverter. The analysis and modeling results of the 7-level hybrid inverter control are verified and evaluated using MATLAB SIMULINK and PLECS software.

Key words: Seven-level CHB inverter, Hybrid cascaded inverters, PWM, Total harmonics distortion, Power loss

¹Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Long An College

²Faculty of Electrical and Electronics Engineering, University of Technology, Vietnam National University-Ho Chi Minh (VNU-HCM), Vietnam

Correspondence

Nguyen Nho-Van, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, University of Technology, Vietnam National University-Ho Chi Minh (VNU-HCM), Vietnam

Email: nvnho@hcmut.edu.vn

History

- Received: 15-02-2022
- Accepted: 27-5-2022
- Published: 30-6-2022

DOI : 10.32508/stdjet.v5i2.962



Copyright

© VNUHCM Press. This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Cite this article : Thao-Thanh D, Nho-Van N. **Modeling and Simulation of New PWM Techniques for Hybrid 7-Level Inverters Using Simplified Switching Table.** *Sci. Tech. Dev. J. – Engineering and Technology*; 5(2):1474-1496.